

TEKNILLINEN KORKEAKOULU
Sähkö- ja tietoliikennetekniikan osasto

Mikko Saukoski

**Integroidun varausvahvistimen suunnittelu mikromekaanisen
kapasitiivisen anturin lukemiseen**

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-insinöörin
tutkintoa varten Espoossa 9.1.2004.

Työn valvoja



Professori Kari Halonen

Työn ohjaaja



TkT Teemu Salo

Tekijä:	Mikko Saukoski	
Työn nimi:	Integroidun varausvahvistimen suunnittelu mikromekaanisen kapasitiivisen anturin lukemiseen	
Päivämäärä:	9.1.2004	Sivumäärä: 91
Osasto:	Sähkö- ja tietoliikennetekniikan osasto	
Professuuri:	S-87 Piiritekniikka	
Työn valvoja:	Professori Kari Halonen	
Työn ohjaaja:	TkT Teemu Salo	
<p>Diplomityössä on tutkittu integroidun varausvahvistimen suunnittelua mikromekaanisen kapasitiivisen anturin lukemiseen. Työn alussa esitellään kapasitiivisiin antureihin liittyvät peruskäsitteet. Tämän jälkeen perehdytään varausvahvistimen toimintaan, aluksi itsenäisenä piirilohkona, sen jälkeen kapasitiivisen anturin yhteydessä.</p> <p>Seuraavaksi työssä tutkitaan kapasitiivisen anturin ja varausvahvistimen muodostaman systeemin tuottamaa kohinaa. Signaali-kohina-suhteen laskemiseksi eri kohinalähteiden tuottaman kohinan suuruus esitetään varausvahvistimen tuloon redusoituna kohinakapasitanssina. Samalla etsitään keinoja eri kohinalähteiden aiheuttaman kohinakapasitanssin minimoimiseksi ja tutkitaan epäideaalisuuksien vaikutusta pienimpään saavutettavissa olevaan kohinatasoon.</p> <p>Tämän jälkeen esitellään varausvahvistimen toteuttamisessa tarvittavat piirilohkot, operaatiovahvistin, takaisinkytkentävästukset ja takaisinkytkentäkondensaattorit, sekä niiden mahdollisia integroituja toteuttamistapoja. Lohkojen esittelyssä kiinnitetään huomiota varausvahvistimen suunnittelussa vaadittaviin erityispiirteisiin.</p> <p>Työssä toteutettiin integroitu varausvahvistin $0,7\ \mu m$:n kahden metalli- ja kahden polypierroksen CMOS-puolijohdeprosessilla. Varausvahvistimella saavutettiin mittausten mukaan $2,85\ aF$:n herkkyys, kun sitä käytetään suunnittelumääritysten mukaisen anturin lukemiseen. Toteutetusta varausvahvistimesta saadut mittaustulokset tukevat työssä esitetyn teorian paikkansapitävyyttä.</p>		
Avainsanat:	integroidut piirit varausvahvistin mikromekaaninen kapasitiivinen anturi kohina kohinakapasitanssi	

Author:	Mikko Saukoski		
Name of the Thesis:	Integrated charge sensitive amplifier design for readout of a micromechanical capacitive sensor		
Date:	January 9, 2004	Number of pages:	91
Department:	Department of Electrical and Communications Engineering		
Professorship:	S-87 Electronic Circuit Design		
Supervisor:	Professor Kari Halonen		
Instructor:	Teemu Salo, D.Sc.		
<p>This Master's thesis studies the design of an integrated charge sensitive amplifier for the readout of a micromechanical capacitive sensor. It first introduces the basic concepts of capacitive sensors, and then describes the functionality of a charge sensitive amplifier, first as an independent circuit block, and then when connected to a capacitive sensor.</p> <p>The thesis then studies the noise generated by a system formed with a capacitive sensor and a charge sensitive amplifier. In order to calculate the signal-to-noise ratio, the level of noise generated by different noise sources is formulated as noise capacitance reduced to the input of the charge sensitive amplifier. Additionally, it explores ways to minimise the noise capacitance caused by different noise sources, and studies the effect of unidealities to the lowest achievable noise level.</p> <p>It then introduces circuit blocks required by a charge sensitive amplifier, namely operational amplifier, feedback resistors and feedback capacitors, with different ways to implement these blocks in an integrated circuit. When introducing the blocks, attention is paid on usage in the design of a charge sensitive amplifier.</p> <p>The outcome was the realisation of a charge sensitive amplifier with a $0.7\mu m$ double-metal double-poly CMOS process. The measurements show a sensitivity of $2.85 aF$, when used for the readout of a capacitive sensor introduced in the design specifications. The measurement results also support the theory introduced in this thesis.</p>			
Keywords:	integrated circuits charge sensitive amplifier micromechanical capacitive sensor noise noise capacitance		

Alkulause

Tämä diplomityö on tehty Teknillisen korkeakoulun Piiritekniikan laboratoriossa osana "Miniaturising electronics – ELMO"-teknologiaohjelman projektia "Integration of Radiocommunication Circuits" (RADINT). Projektia ovat rahoittaneet Teknologian kehittämiskeskus (TEKES) sekä VTI Technologies.

Haluan kiittää työn valvojaa professori Kari Halosta mahdollisuudesta tehdä diplomityöni Piiritekniikan laboratoriossa, mielenkiintoisesta diplomityön aiheesta sekä tuesta ja opastuksesta. Suuri kiitos kuuluu myös työn ohjaajalle TkT Teemu Salolle, joka antoi lukuisia arvokkaita ideoita ja kommentteja työn kuluessa huolimatta siirtymisestään uuteen työpaikkaan kesken vuoden.

Suuret kiitokset myös koko Piiritekniikan laboratorion henkilökunnalle hyvästä ilmapiiiristä ja saamastani erinomaisesta vastaanotosta uuteen työpaikkaan sekä kaikesta avusta ja vastauksista mitä moninaisimpiin kysymyksiin. Erityisesti tahdon kiittää TkT Jarkko Jussilaa runsaasta avusta ja ideoista läpi koko suunnitteluprosessin; varsinkin liitteissä D ja F esitetyissä asioissa hänen apunsa oli erittäin merkittävää. Kiitokset myös TY Lasse Aaltoselle suuresta panoksestaan valmistetun piirin muiden osien piirikuvioiden suunnittelussa.

Kiitokset myös Kimmo Törmälehdolle johdatuksesta antureiden ihmeelliseen maailmaan sekä entiselle työtoverilleni Jouni Savolaiselle motivoinnista ja luottamuksesta, jotka kannustivat perehtymään elektroniikkasuunnitteluun entistä enemmän.

Lopuksi kaikkein suurimmat kiitokseni elämäni tärkeimmille ihmisille: Anulle kaikista yhteisistä asioista ja ymmärryksestä sekä vanhemmilleni tuesta ja kannustuksesta opintojeni aikana, sekä korkeakoulussa että ennen sitä.

Espoossa 9.1.2004



Mikko Saukoski

Sisällysluettelo

Tiivistelmä	ii
Abstract	iii
Alkulause	iv
Sisällysluettelo	v
Symboli- ja lyhenneluettelo	viii
1 Johdanto	1
2 Kapasitiiviset anturit	4
2.1 Perusteita	4
2.2 Mikromekaaniset kapasitiiviset anturit	5
2.2.1 Bulk- ja pintamikromekaniikka	5
2.3 Kapasitiivisen anturin lukeminen	6
3 Varausvahvistin	7
3.1 Varausvahvistimen siirtofunktio	7
3.2 Differentiaallinen toteutus	10
3.3 Kapasitiivisen anturin lukeminen	12
3.4 Epäideaalisuuksien vaikutus	15
3.4.1 Operaatiovahvistimen epäideaalisuudet	15
3.4.2 Vuotovirrat	15
4 Kohina	18

4.1	Operaatiovahvistimen kohina	19
4.1.1	MOSFET-transistorin kohina	19
4.1.2	Kohina varausvahvistimen lähdössä	22
4.1.3	Kohinan minimointi	25
4.2	Takaisinkytkentävastusten kohina	27
4.3	Anturin vuotovastusten kohina	29
4.3.1	Vuotovastusten aiheuttama kohinan alaraja	31
5	Piirilohkot	33
5.1	Operaatiovahvistin	33
5.1.1	Vahvistinarkkitehtuuri	33
5.1.2	Vahvistimen suunnittelu	34
5.1.3	Yhteismuotoisen jännitteen kontrollointi	36
5.2	Takaisinkytkentävastukset	37
5.2.1	Integroitu vastus	37
5.2.2	Vastusten T-kytkentä	38
5.2.3	Aktiiviset toteutukset	39
5.2.4	Yhden MOS-transistorin käyttö	39
5.3	Takaisinkytkentäkondensaattorit	41
5.3.1	MOS-transistorin hilakapasitanssi	41
5.3.2	Integroitu kondensaattori	42
6	Suunniteltu varausvahvistin	44
6.1	Yleistä	45
6.2	Operaatiovahvistin	46
6.3	Takaisinkytkentäkomponentit	50
6.4	Varausvahvistin	54
7	Mittaukset	57
7.1	Piirilevy	57
7.2	Mittalaitteet	61
7.3	Mittaustulokset	61

8 Johtopäätökset ja pohdintaa	68
Lähdeluettelo	70
Liitteet	75
A Vuotovirtojen kompensointi virtalähteillä	75
B Tulotransistorien kohinan minimointi	77
C Vastusten T-kytkennän kohina	80
D MOSFET-vastuksen resistanssi	83
E Piirikaaviot	85
F Yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkennän simulointi	88
G Kapasitiivisen anturin malli	89
H Piirin mikroskooppikuva	90
I Kalustetun piirilevyn valokuva	91

Symboli- ja lyhenneluettelo

A	Levykondensaattorin levyjen poikkipinta-ala
A/D	Analogia–digitaali
BSIM3v3	Simulointimalli MOSFET-transistorille
C	Kapasitanssi; myös kondensaattori
CCCS	Current-controlled current source, virtaohjattu virtalähde
C_D	Kapasitiivisen anturin anturikapasitanssi tai anturia mallintava kondensaattori
C_f	Varausvahvistimen integrointikondensaattori tai tämän kondensaattorin kapasitanssi
C_{GB}	Transistorin hilan ja bulkin välinen kapasitanssi
$CGBO$	Hilan ja bulkin välinen, niiden päällekkäisyydestä johtuva kapasitanssi pituusyksikköä kohden
C_{GD}	Transistorin hilan ja nielun välinen kapasitanssi
$CGDO$	Hilan ja nielun välinen, niiden päällekkäisyydestä johtuva kapasitanssi leveysyksikköä kohden
C_{GS}	Transistorin hilan ja lähteen välinen kapasitanssi
$CGSO$	Hilan ja lähteen välinen, niiden päällekkäisyydestä johtuva kapasitanssi leveysyksikköä kohden
C_{in}	Transistorin hilalle näkyvä kapasitanssi
C_{inW}	Transistorin hilalle näkyvä kapasitanssi leveysyksikköä kohden
CMFB	Common-mode feedback, yhteismuotoisen signaalin takaisinkytkentä
CMOS	Complementary MOS, komplementaarinen MOS; sisältää sekä n- että pMOS-transistorit
C_n	Kohinakapasitanssin tiheys (F/\sqrt{Hz})
C_{OX}	Transistorin hilan ja sen alapuolisen alueen välinen kapasitanssi pinta-alayksikköä kohden
CQFP	Ceramic quad flat pack, keraaminen litteä pintaliitoskotelo, jonka nastat ovat kaikilla neljällä sivulla

CSA	Charge sensitive amplifier, varausvahvistin
d	Levykondensaattorin levyjen välinen etäisyys
DC	Direct current, tasavirta; myös tasajännite
EDM	Electrodischarge machining, eräs mikrotyöstömenetelmä
ESD	Electrostatic discharge, sähköstaattinen purkaus
f	Taajuus (Hz)
FC	Folded cascode, eräs operaatiovahvistinarkkitehtuuri
FET	Field-effect transistor, kanavatransistori
GBW	Gain-bandwidth product, vahvistus-kaistanleveys-tulo
g_m	Transistorin siirtokonduktanssi
GPIO	General-purpose instrumentation bus, yleiskäyttöinen mittalaite- ja instrumentointiväylä
$H_Q(s)$	Varausvahvistimen siirtofunktio varauksesta jännitteeksi
$H(s)$	Varausvahvistimen siirtofunktio kapasitanssimuutoksesta jännitteeksi
I	Virta; myös virtalähde
I_{DS}	Kanavatransistorin kanavavirta
IEEE-488	IEEE:n mittalaite- ja instrumentointiväylästandardi, josta käytetään myös nimeä GPIO
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
i_n	Kohinavirran tiheys (A/\sqrt{Hz})
j	Imaginaariyksikkö; tunnetaan yleisesti myös symbolilla i
k	Boltzmannin vakio, $1,380658 \cdot 10^{-23} J/K$
K'	Kanavatransistorin varauksenkuljettajien liikkuvuuden μ ja oksidikapasitanssin C_{OX} tulo
K_f	1/f-kohinan määrää kuvaava parametri
k_f	1/f-kohinan määrää kuvaava parametri BSIM3v3-mallissa
K'_f	1/f-kohinan määrän ja varauksenkuljettajien liikkuvuuden suhdetta kuvaava parametri, $K_f/2\mu$
L	Kanavatransistorin hilan (kanavan) pituus
LIGA	Lithographie, galvanoförmung, abförmung; eräs mikrotyöstömenetelmä
MEMS	Microelectromechanical system, mikroelektromekaaninen järjestelmä
MOS	Metal-oxide-semiconductor, metalli-oksidi-puolijohde

MOSFET	Metal–oxide–semiconductor field-effect transistor, metalli–oksidi–puoli-johde-rakenteinen kanavatransistori
nMOS	N-kanavainen MOS-transistori
OTA	Operational transconductance amplifier, siirtokonduktanssivahvistin
pMOS	P-kanavainen MOS-transistori
Q	Varaus; myös varauslähde
R	Resistanssi; myös vastus
RC	Resistor–capacitor, vastus–kondensaattori
R_D	Kapasitiivisen anturin vuotovastus tai tämän vastuksen resistanssi
$R_{D,min}$	Anturin pienin mahdollinen vuotovastuksen arvo
R_f	Varausvahvistimen takaisinkytkentävastus tai tämän vastuksen resistanssi
SAH	Shichman–Hodges-malli, yksinkertainen MOSFET-transistorin virta-jänniteriippuvuutta kuvaava malli
SC	Switch–capacitor, kytkin–kondensaattori
SNR	Signal-to-noise ratio, signaali–kohina-suhde
SPICE	Simulation program with integrated circuit emphasis; lähinnä integroitujen piirien suunnitteluun tarkoitettu piirisimulaattori
T	Absoluuttinen lämpötila
V	Jännite; myös jännitelähde
V_B	Kapasitiivisen anturin tai varauslähteen yli oleva jännite
VCCS	Voltage-controlled current source, jänniteohjattu virtalähde
V_{CM}	Yhteismuotoinen jännite
V_{MID}	Differentiaalisen kapasitiivisen anturin keskielektrodin jännite
v_n	Kohinajännitteen tiheys (V/\sqrt{Hz})
V_{OFF}	Operaatiovahvistimen tulon ja lähdön välinen siirrosjännite
$V_{OFF,max}$	Operaatiovahvistimen suurin mahdollinen tulon ja lähdön välinen siirrosjännite
V_T	Kanavatransistorin kynnysjännite
W	Kanavatransistorin hilan (kanavan) leveys
ϵ_0	Tyhjön permittiivisyys, $8,85418781761 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$
ϵ_r	Väliaineen suhteellinen permittiivisyys
κ	Kerroin, suuruus $R_D/(R_D + R_f)$
λ	Kanavatransistorin kanavanpituusmodulaatioparametri

μ	Varauksenkuljettajien liikkuvuus kanavassa
ω	Kulmaraajuus (rad/s)

Luku 1

Johdanto

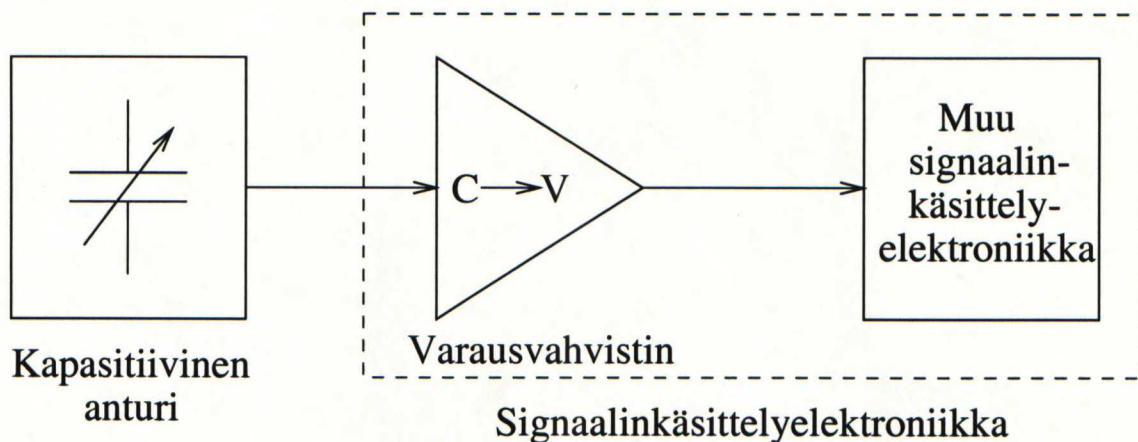
Erilaisten ympäristöä mittaavien antureiden tarve ja sovelluskohteiden määrä kasvavat jatkuvasti. Mitattavia suureita on lukuisia: lämpötila, paine, kosteus, kiihtyvyys, kulmanopeus ja erilaisten kemiallisten aineiden pitoisuudet muutamina esimerkkeinä. Antureita käytetään niin tieteellisessä tutkimuksessa, teollisuudessa kuin kodeissakin. Tällä hetkellä voimakkaasti kehittyviä sovellusalueita ovat ajoneuvoissa käytettävät anturit sekä biologiset ja lääketieteelliset anturit. [1–4]

Anturitekniikan kehitystrendi on kohti suurempaa integraatioastetta: samaan kokonaisuuteen pyritään sijoittamaan varsinainen ympäristöä mittaava anturielementti, tarvittava signaalinkäsittelyelektroniikka sekä liityntä ulkomaailmaan. Integraatioasteen kasvattamisen etuja ovat pienempi koko ja matalammat valmistuskustannukset sekä anturin ominaisuuksien parantuminen. Lisäksi antureiden erilaisten sovelluskohteiden määrä lisääntyy, kun niiden käyttö tulee yksinkertaisemmaksi ja hinta halvemmaksi. [1, 2, 5]

Integraatioasteen kasvattamisen edellytyksenä on, että sekä anturi että tarvittava elektroniikka saadaan valmistettua mahdollisimman pieneen tilaan ja yhdistettyä tehokkaasti kokonaisuudeksi. Anturitekniikka kehittyikin nykyään kohti mikroantureita, joissa rakenteiden mitat ovat mikrometrien luokkaa. Mikroanturit valmistetaan useimmiten integroitujen piirien prosessoinnissa käytettävillä menetelmillä. Näin anturi ja siihen liittyvä elektroniikka voidaan yhdistää joko kotelointitasolla esimerkiksi lankaliittämällä tai valmistaa jopa samalle puolijohdealustalle. Kun anturi ja sen vaatima luku- ja liityntäelektroniikka yhdistetään yhdeksi kokonaisuudeksi, puhutaan ns. *integroidusta anturista*. Kun elektroniikka suorittaa myös signaalin käsittelyä ja muokkausta, kuten suodatusta tai A/D-muuntamista, puhutaan vastaavasti ns. *älykkäästä anturista*. [1, 2, 5]

Tässä työssä tutkitaan integroidun varausvahvistimen käyttöä mikromekaanisen kapasitiivisen anturin lukemisessa. Varausvahvistin muodostaa kuvan 1.1 mukaisesti signaalinkäsittelyelektroniikan ensimmäisen lohkon, johon anturi liittyy ja joka muuttaa signaalin sähköiseen muotoon edelleen käsiteltäväksi. Kapasitiivinen anturi on puolestaan eräs anturin toimintaperiaatteen mukaan nimetty anturiluokka –

jatkossa nähdään, että kapasitiivisilla antureilla voidaan mitata lukuisia erilaisia fyysisiä suureita. Kapasitiivisella anturilla ja varausvahvistimella päästään suureen herkkyyteen kohtuullisen yksinkertaisella toteutuksella. Toisaalta luettavan signaalin matala taajuus ja anturin epäideaalisuudet, kuten erilaiset vuotovirrat, tuovat omat haasteensa suunnitteluun.



Kuva 1.1: Kapasitiivinen anturi ja signaalinkäsittelyelektroniikka.

Työtä varten suunniteltiin ja valmistettiin osana laajempaa integroitua piiriä varausvahvistin olemassaolevan mikromekaanisen kapasitiivisen anturin lukemiseen.

Työn luvussa 2 tutustutaan ensin yleisesti kapasitiivisiin antureihin ja sen jälkeen tarkemmin mikromekaanisiin antureihin. Tämän jälkeen käsitellään lyhyesti erilaisia kapasitiivisten antureiden lukutapoja.

Tämän esittelyn jälkeen siirrytään tutkimaan varausvahvistimia. Luvussa 3 perehdytään varausvahvistimen rakenteeseen ja toimintaan, sen siirtofunktioon ja käyttöön kapasitiivisen anturin lukemisessa sekä erilaisten epäideaalisuuksien vaikutuksiin. Luvussa 4 tutkitaan varausvahvistimen ja anturielementin aiheuttamaa herkkyyttä rajoittavaa kohinaa, johdetaan yhtälöt eri lähteistä aiheutuvan kohinan tehotiheyksille ja perehdytään menetelmiin kohinan minimoimiseksi sekä epäideaalisuuksien aiheuttamiin rajoituksiin. Luvussa 5 esitellään varausvahvistimen toteutuksessa tarvittavat piirilohkot: operaatiovahvistin ja takaisinkytkentäkomponentit. Lohkojen ja niiden suunnitteluperiaatteiden esittelyssä painotetaan käyttöä osana varausvahvistinta.

Luvussa 6 esitellään lukujen 3–5 teorian todentamiseksi suunniteltu ja toteutettu varausvahvistin. Aluksi perehdytään suunnitteluprosessiin yleisesti ja sen jälkeen tutustutaan yksittäisten lohkojen suunnitteluun. Samalla simulaatiotuloksia verrataan teoriaan. Tämän jälkeen luvussa 7 esitetään käytetyt mittaussuunnitelmat ja verrataan mittaustuloksia sekä simulaatioihin että teoriaan.

Lopuksi luvussa 8 esitetään simulaatioiden ja mittausten pohjalta tehdyt johtopäätökset ja pohditaan, kuinka varausvahvistimen ominaisuuksia voitaisiin parantaa edelleen.

Luku 2

Kapasitiiviset anturit

Anturi (engl. sensor) määritellään laitteeksi, joka muuttaa jotain ei-sähköistä energiamuotoa (säteilyenergia, mekaaninen energia, lämpöenergia, magneettinen energia tai kemiallinen energia) sähköiseksi energiamuodoksi eli sähköiseksi signaaliksi [1]. *Kapasitiiviset anturit* (engl. capacitive sensor) puolestaan ovat antureita, joiden toiminta perustuu mitattavasta fysikaalisesta suureesta riippuvaan kapasitanssiin [5]. Kapasitiivinen anturi voidaan siis yksinkertaisimmillaan esittää yhtenä kondensaattorina, jonka kapasitanssi muuttuu mitattavan ilmiön myötä.

Kapasitiivisia antureita voidaan käyttää mm. kulmanopeuden [6,7], kiihtyvyyden [5], paineen [5], vääntömomentin [8], kulman [9], akselin pyörimisnopeuden [10], etäisyyden [11], sijainnin [12], pinnankorkeuden [13], kosteuden [5] ja kemiallisten aineiden pitoisuuksien [14] mittaamiseen. Niiden etuja muihin anturityyppeihin nähden ovat vähäinen lämpötilariippuvuus, suuri herkkyys ja hyvä pitkän ajan stabiilisuus [5].

2.1 Perusteita

Kapasitiivisen anturin erilaisia toimintaperiaatteita voidaan hahmottaa tutkimalla levykondensaattorin kapasitanssin yhtälöä [15]

$$C = \frac{A\epsilon_0\epsilon_r}{d}. \quad (2.1)$$

Tässä A on levyjen poikkipinta-ala, ϵ_0 tyhjän permittiivisyys, ϵ_r levyjen välissä olevan aineen suhteellinen permittiivisyys ja d levyjen välinen etäisyys.

Yhtälössä (2.1) on kolme parametria, joihin ulkoiset tekijät voivat vaikuttaa: A , ϵ_r ja d . Esimerkiksi kiihtyvyydanturit perustuvat kiihtyvässä liikkeessä olevaan kappaleeseen kohdistuvan Newtonin toisen lain ($F = m \cdot a$, jossa F on kappaleeseen kohdistuva voima, m kappaleen efektiivinen massa ja a kappaleen kiihtyvyys) mukaisen voiman aiheuttamaan muodon muutokseen, jolloin muuttuva parametri on

yleensä d [5]. Vastaavasti paineantureissa ulkoinen paine muuttaa vakiopaineessa olevaa kaasua sisältävän kaviteetin dimensioita ja sitä kautta edelleen d :tä [5]. Kapasitiivisissa kosteusantureissa puolestaan eristeeseen imeytyvä kosteus muuttaa sen ε_r :ää [5].

2.2 Mikromekaaniset kapasitiiviset anturit

Mikromekaaniset kapasitiiviset anturit ovat mikrotööstömenetelmin (engl. micromachining) valmistettuja kapasitiivisia antureita. Tällaisia tööstömenetelmiä ovat mm. etsaus, ohutkalvojen kasvatus ja fotolitografia [16]. Pii (Si) on puolestaan yleisin mikromekaniikassa käytetty materiaali hyvien mekaanisten ja kemiallisten ominaisuuksiensa sekä puolijohdeteollisuuden myötä pitkälle kehittyneen valmistustekniikan vuoksi [17].

Piin etuna on myös, että sitä käytettäessä samalle alustalle on mahdollista valmistaa sekä mikromekaaninen rakenne (kuten anturi) että sen lukemiseen ja ohjaamiseen tarvittava mikroelektroniikka [1, 5, 17]. Nämä yhdessä muodostavat *mikroelektromekaanisen järjestelmän* (engl. microelectromechanical system, lyh. MEMS). MEMS voidaan määritellä laitteeksi tai järjestelmäksi, jonka mittojen suuruusluokka on 10^{-3} metristä 10^{-6} metriin, joka yhdistää sähköisiä ja mekaanisia komponentteja ja joka on valmistettu integroitujen piirien prosessointimenetelmiä käyttäen [18].

2.2.1 Bulk- ja pintamikromekaniikka

Mikromekaanisten rakenteiden valmistuksessa käytettävistä tekniikoista yleisimpiä ovat *bulk-mikrotööstö* (engl. bulk micromachining) ja *pintamikrotööstö* (engl. surface micromachining). Lisäksi harvinaisempia tekniikoita ovat *LIGA-prosessointi* (saks. lithographie, galvanoformung, abformung) ja *EDM-prosessointi* (engl. electrodischarge machining). [16, 18]

Bulk-mikrotööstössä eli bulk-mikromekaniikassa mikromekaaninen rakenne valmistetaan yksikiteisestä piikiekosta kuvioimalla ja etsaamalla. Syntyvät rakenteet ovat koko kiekon paksuisia (n. 400–700 μm) ja dimensioiltaan satoja mikrometrejä. Lopullinen laite voi koostua useasta toisiinsa liitetystä kiekosta. Bulk-mikromekaanisen laitteen (kuten anturin) kanssa ei yleensä integroida elektroniikkaa samalle alustalle, vaan ne yhdistetään erillisellä alustalla käyttäen perinteisiä liittämistapoja kuten lankaliittämistä. Bulk-mikromekaaniset rakenteet ovat vankkoja ja kestävät hyvin erilaisia ympäristörasituksia. [16]

Pintamikrotööstössä eli pintamikromekaniikassa rakenne valmistetaan alustan päälle kasvatettavista eristävistä ja johtavista ohutkalvoista niitä kuvioimalla ja etsaamalla. Tämä mahdollistaa mikrometriluokan dimensioiden valmistamisen ja rakenteiden kerrostamisen päällekkäin. Näin piikiekolle voidaan esimerkiksi aluksi prosessoida mikroelektroniikka ja sen päälle mikromekaniikka, jolloin koko MEMS-rakenne saa-

daan integroitua samalle alustalle. Toisaalta pintamikromekaaniset rakenteet ovat hauraita ja vaativat hyvin suojaavan koteloinnin kestääkseen ympäristörasituksia. Lisäksi esimerkiksi kiihtyvyyssantureiden vaatimien suurten massojen toteuttaminen pintamikromekaanisesti on bulk-mikromekaniikkaa haastavampaa. [16]

2.3 Kapasitiivisen anturin lukeminen

Kapasitiivisen anturin lukemisella tarkoitetaan anturin kapasitanssin tai sen muutosten muuttamista käyttökelpoiseksi sähköiseksi suureeksi, kuten jännitteeksi, virraksi tai taajuudeksi. Seuraavaksi esitellään lyhyesti erilaisia yleisimpiä anturin lukutapoja. Luettelo ei ole kattava ja kirjallisuudesta on löydettävissä muitakin tapoja.

Ensimmäinen mahdollinen lukutapa on syöttää anturin ja jonkin vakioimpedanssin kytkentään signaalia, jonka taajuus tunnetaan. Yksinkertaisimmillaan tämä kytkentä voi olla anturikapasitanssin ja vastuksen sarjaankytkentä ja syötettävä signaali siniaalto. Mittaamalla nyt jännite anturin ja vastuksen välistä voidaan määrittää RC-kytkennän aikavakio, ja siitä edelleen kapasitanssin suuruus. Mittausjärjestely siis muuttaa anturin kapasitanssiarvon esimerkkitapauksessa jännitteeksi ja moduloi sen korkeammalle taajuudelle, jonka jälkeen signaalia voidaan edelleen käsitellä. [19–21]

Toinen tapa lukea kapasitiivista anturia on muuttaa kapasitanssi taajuudeksi oskillaattorilla, jonka taajuus riippuu anturin kapasitanssista. Tämän jälkeen taajuuskoodattu signaali voidaan viedä esimerkiksi mikrokontrolleriin, mitata joko taajuus tai jaksonaika ja muuttaa se edelleen digitaalisanaksi, joka kertoo anturin kapasitanssin. [22–24]

Kolmas lukutapa on kytkeä anturi osaksi SC- (engl. switch-capacitor, kytkin-kondensaattori) siltaa ja muuttaa kapasitanssi näin suoraan jännitteeksi. Kun anturikapasitanssi vuoroin varataan jostain referenssijännitteestä ja vuoroin viedään varaus eteenpäin tunnettuun kapasitanssiin, saadaan luotua anturikapasitanssista riippuva jännite. Erilaisia tapoja SC-sillan kytkemiseksi on lukuisia. [25–27]

Neljäs mahdollinen lukutapa on käyttää siirto- eli transresistanssivahvistinta (engl. transresistance amplifier), joka muuttaa virtamuotoisen signaalin jännitemuotoiseksi. Anturi kytketään vahvistimen tuloon ja sen yli asetetaan jokin vakiojännite. Kapasitanssin muuttuminen aiheuttaa varauksen virtaamisen joko anturiin sisään tai siitä ulos. Tämä virta muutetaan siirtoresistanssivahvistimella jännitteeksi. [7, 28]

Lopuksi viides mahdollinen tapa on käyttää anturin lukemiseen siirto- eli transkapasitanssivahvistinta (engl. transcapacitance amplifier), jota kutsutaan myös varausvahvistimeksi. Siirtokapasitanssivahvistin integroi siihen syötetyn varauksen ja muuttaa sen jännitteeksi. Anturi kytketään varausvahvistimen tuloon ja sen yli asetetaan jokin vakiojännite. Kapasitanssin muuttuminen aiheuttaa nytkin varauksen virtaamisen joko anturiin sisään tai siitä ulos. Tämä varaus integroidaan varausvahvistimella ja muutetaan näin jännitteeksi. [7, 29]

Luku 3

Varausvahvistin

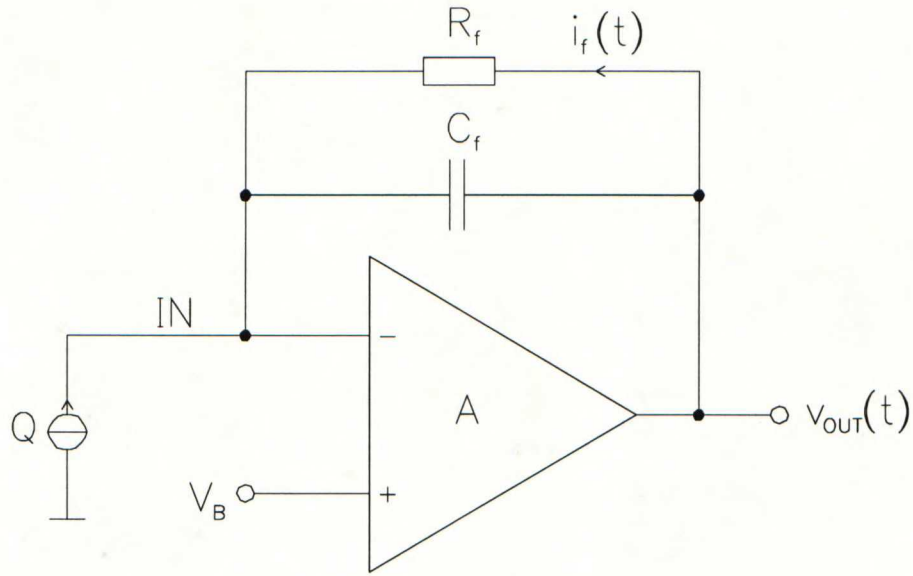
Varausvahvistin (engl. charge sensitive amplifier, lyh. CSA) on piirilohko, joka muuttaa sen tuloon tuotavan varauksen jännitteeksi. Varausvahvistimia käytetään mm. erilaisten hiukkasdetektorien lukemisessa (hiukkasen törmäys detektoriin aiheuttaa sähkövarauksen syntymisen; varaus puolestaan luetaan varausvahvistimella) [30–32] ja kapasitiivisten antureiden lukemisessa [7, 29].

Tässä luvussa käsitellään varausvahvistimen toimintaperiaatetta sekä sen käyttöä kapasitiivisen anturin lukemisessa. Aluksi johdetaan yksipäisen varausvahvistimen siirtofunktio varauksesta jännitteeksi, minkä jälkeen tutkitaan lyhyesti sovelluksen kannalta tärkeämmän, differentiaalisen varausvahvistimen toimintaa. Tämän jälkeen tarkastellaan varausvahvistimen käyttöä kapasitiivisen anturin lukemisessa. Lopuksi tutustutaan tärkeimpien epäideaalisuuksien vaikutuksiin. Näitä ovat operaatiovahvistimen epäideaalisuudet sekä eri lähteistä johtuvat vuotovirrat. Vuotovirtoja käsitellään sekä tässä että varausvahvistimen kohinaominaisuuksien yhteydessä luvussa 4.3.

3.1 Varausvahvistimen siirtofunktio

Kuvassa 3.1 on esitetty varausvahvistimen yksipäinen toteutus. Vahvistimen muodostavat aluksi ideaaliseksi oletettava operaatiovahvistin A , integrointikondensaattori C_f ja takaisinkytkentävästus R_f . Kondensaattori integroi vahvistimen tuloon (IN) tuotavan varauksen ja vastus puolestaan purkaa integroitua varausta. Lisäksi vastus määrittää operaatiovahvistimen tasavirta- eli DC-toimintapisteen ja varausvahvistimen tulon DC-jännitteen. Vahvistimen tuloon on kytketty ideaalinen varauslähde Q , jonka impedanssi on ääretön.

Johdetaan seuraavaksi tämän varausvahvistimen siirtofunktio varauksesta jännitteeksi. Merkitään siirtofunktiota symbolilla $H_Q(s)$. Myöhemmin havaitaan, että sama siirtofunktio pätee myös differentiaaliselle varausvahvistimelle.



Kuva 3.1: Yksipäinen varausvahvistin.

Merkitään varausvahvistimen aikariippuvaa lähtöjännitettä symbolilla $v_{OUT}(t)$. Tämä jännite koostuu vakiojännitekomponentista V_{OUT} ja ajan mukana muuttuvasta komponentista $v_{out}(t)$, eli

$$v_{OUT}(t) = V_{OUT} + v_{out}(t). \quad (3.1)$$

Negatiivisesta takaisinkytkennästä johtuen operaatiovahvistimen invertoivaan tuloon muodostuu virtuaalinen piensignaalinäkö, jonka jännite on V_B . Tällöin myös $V_{OUT} = V_B$, joten

$$v_{OUT}(t) = V_B + v_{out}(t). \quad (3.2)$$

Oletetaan, että varausvahvistimen ja ideaalisen varauslähteen välillä kulkee ajan hetkellä t varaus $dQ(t)$ (jos lähteestä tuodaan positiivista varausta tai jos lähteeseen viedään negatiivista varausta, on $dQ(t)$:n etumerkki positiivinen; jos lähteestä tuodaan negatiivista varausta tai jos lähteeseen viedään positiivista varausta, on etumerkki vastaavasti negatiivinen) ajassa dt . Koska varauslähte ja ideaaliseksi oletettavan operaatiovahvistimen A invertoiva tulo ovat avoimia piirejä ja koska jännite-ero $v_{OUT}(t) - V_B$ määrää yksin vastuksen R_f läpi kulkevan virran (varausmäärä aikayksikköä kohden), voi tuotu varaus kulkea ainoastaan integrointikondensaattoriin C_f .

Vastuksen R_f läpi kulkeva virta $i_f(t)$ voi sekin edellä mainituista syistä kulkea vain kondensaattoriin C_f .

Näistä saadaan C_f :n sisältämän varauksen muutokseksi $dQ_{C_f}(t)$ ajassa dt

$$\frac{dQ_{C_f}(t)}{dt} = \frac{dQ(t)}{dt} + i_f(t). \quad (3.3)$$

Toisaalta jännitteelle $v_{OUT}(t)$ voidaan kirjoittaa

$$v_{OUT}(t) = V_B - \frac{Q_{C_f}(t)}{C_f}. \quad (3.4)$$

Yhtälöistä (3.2) ja (3.4) saadaan

$$v_{out}(t) = -\frac{Q_{C_f}(t)}{C_f}. \quad (3.5)$$

Derivoimalla yhtälö (3.5) ajan suhteen ja sijoittamalla tulokseen yhtälö (3.3) saadaan

$$\frac{dv_{out}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_f} \left[\frac{dQ(t)}{dt} + i_f(t) \right]. \quad (3.6)$$

Virralle $i_f(t)$ pätee

$$i_f(t) = \frac{v_{OUT}(t) - V_B}{R_f} = \frac{V_B + v_{out}(t) - V_B}{R_f} = \frac{v_{out}(t)}{R_f}. \quad (3.7)$$

Edellä toisen yhtäsuuruusmerkin kohdalla sijoitettiin yhtälö (3.2). Yhtälöistä (3.6) ja (3.7) saadaan edelleen

$$\frac{dv_{out}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_f} \left(\frac{dQ(t)}{dt} + \frac{v_{out}(t)}{R_f} \right). \quad (3.8)$$

Nyt differentiaaliyhtälö (3.8) voidaan Laplace-muuntaa, jolloin olettamalla, että $v_{out}(0) = Q(0) = 0$, saadaan

$$sV_{out}(s) = -\frac{1}{C_f} \left[sQ(s) + \frac{V_{out}(s)}{R_f} \right]. \quad (3.9)$$

Tästä saadaan lopulta varausvahvistimen siirtofunktio varauksesta jännitteeksi

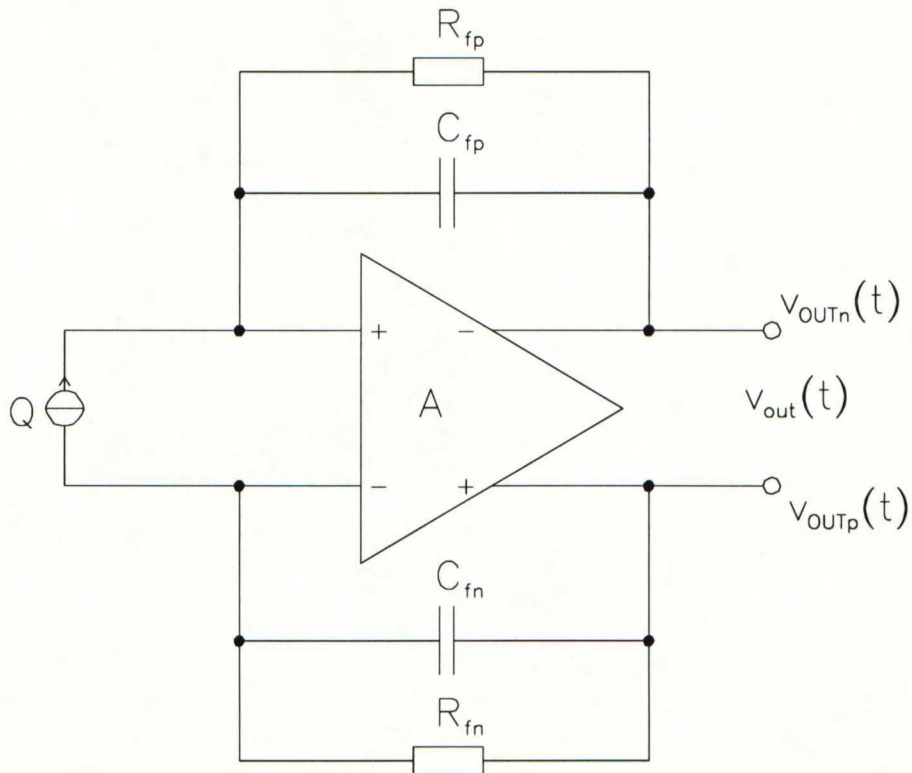
$$H_Q(s) = \frac{V_{out}(s)}{Q(s)} = -\frac{s \cdot \frac{1}{C_f}}{s + \frac{1}{R_f C_f}}. \quad (3.10)$$

Siirtofunktio on siis ensimmäisen asteen ylipäästötyyppinen funktio, jolla on nolla origossa ja vasemman puolitason napa kulmataajuudella $1/R_f C_f$. Riittävästi napaa korkeammilla kulmataajuuksilla ($s \rightarrow \infty$) siirtofunktion arvo on $-1/C_f$.

3.2 Differentiaalinen toteutus

Mikäli varauslähde on differentiaalinen, voidaan myös varausvahvistin toteuttaa differentiaalisena. Integroinnin kannalta differentiaaliset piiritoteutukset ovat erityisesti sekä analogia- että digitaalisia sisältävissä seka-signaalipiireissä yksipäisiä toteutuksia parempia, koska erilaisten häiriöiden vaimennusta saadaan suuremmaksi niiden kytkeytyessä signaalipolulle yhteismuotoisina [33]. Toisaalta differentiaalinen piiri on yksipäistä vastinpariaan vaativampi toteuttaa, sisältää suuremman määrän komponentteja ja vaatii näin enemmän pinta-alaa sekä kuluttaa usein enemmän tehoa [33].

Kuvassa 3.2 on esitetty differentiaalinen varausvahvistin. Takaisinkytkentäkomponentteja on nyt kaksinkertainen määrä yksipäiseen toteutukseen verrattuna, kummallekin haaralle omansa (R_{fp} ja C_{fp} sekä R_{fn} ja C_{fn}). Lisäksi operaatiovahvistin A on täysdifferentiaalinen, eli sekä sen tulo että lähtö ovat differentiaalisia. Sovitaan, että kuvan ylem্পää, varausvahvistimen positiiviseen tuloon liittyvää haaraa kutsutaan positiiviseksi haaraksi ja alemmaa vastaavasti negatiiviseksi haaraksi.



Kuva 3.2: Differentiaalinen varausvahvistin.

Varausvahvistimen tuloon kytketty varauslähde on myös differentiaalinen ja symmetrinen: kun lähteen toisesta haarasta tulee varausvahvistimeen varaus dQ , kulkee toista haaraa pitkin yhtä suuri varaus varausvahvistimesta varauslähteeseen.

Sovitaan, että dQ :n etumerkit määräytyvät varauslähteen (ja varausvahvistimen) positiivisen haaran mukaisesti samalla tavalla kuin yksipäisen varausvahvistimen tapauksessa.

Oletetaan myös, että takaisinkytkentäkomponentit ovat molemmissa haaroissa yhtä suuret, eli että $R_{fp} = R_{fn} = R_f$ ja $C_{fp} = C_{fn} = C_f$. Tämä oletus pätee jatkossakin aina, ellei toisin mainita.

Varausvahvistimen lähtöjännitteet määritellään samoin kuin yksipäisessä tapauksessa, eli ne koostuvat vakiojännitekomponentista ja ajan mukana muuttuvasta komponentista

$$\begin{aligned} v_{OUTp}(t) &= V_{OUTp} + v_{outp}(t) \\ v_{OUTn}(t) &= V_{OUTn} + v_{outn}(t). \end{aligned} \quad (3.11)$$

Differentiaalisessa varausvahvistimessa käytetyn operaatiovahvistimen yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkentäpiiri eli CMFB-piiri (engl. common-mode feedback) asettaa normaalisti molempien lähtöjen vakiojännitetasen johonkin haluttuun arvoon V_{CM} , eli

$$V_{OUTp} = V_{OUTn} = V_{CM}. \quad (3.12)$$

Määritellään differentiaaliset signaalijännitteet

$$\begin{aligned} v_{outp}(t) &= \frac{v_{out}(t)}{2} \\ v_{outn}(t) &= -\frac{v_{out}(t)}{2}. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Sijoittamalla yhtälöt (3.12) ja (3.13) yhtälöihin (3.11) saadaan lähtöjännitteet lausuttua muodossa

$$\begin{aligned} v_{OUTp}(t) &= V_{CM} + \frac{1}{2}v_{out}(t) \\ v_{OUTn}(t) &= V_{CM} - \frac{1}{2}v_{out}(t). \end{aligned} \quad (3.14)$$

Samalla periaatteella kuin yksipäisen varausvahvistimen tapauksessa voidaan jotta myös differentiaalisen varausvahvistimen siirtofunktio varauksesta jännitteeksi. Määritellään tätä varten haarojen differentiaaliset varausmuutokset

$$\begin{aligned} dQ_p(t) &= \frac{dQ(t)}{2} \\ dQ_n(t) &= -\frac{dQ(t)}{2}. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Nyt siirtofunktio voidaan johtaa ensin differentiaalisen varausvahvistimen toiselle haaralle samoin kuin se johdettiin jaksossa 3.1 yksipäiselle varausvahvistimelle. Lopullinen siirtofunktio saadaan kertomalla toisen haaran siirtofunktio kahdella; tulos on yllä olevin määritelmän sama kuin yksipäisen varausvahvistimen tapauksessa, eli

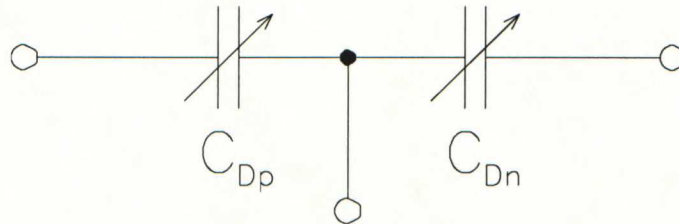
$$H_Q(s) = \frac{V_{out}(s)}{Q(s)} = -\frac{s \cdot \frac{1}{C_f}}{s + \frac{1}{R_f C_f}}. \quad (3.16)$$

3.3 Kapasitiivisen anturin lukeminen

Seuraavaksi siirrytään käsittelemään varausvahvistimen käyttöä kapasitiivisen anturin lukemisessa. Käsitteilyssä keskitytään differentiaaliin varausvahvistimeen, jonka tuloon on kytketty differentiaalinen kapasitiivinen anturi.

Mikromekaanisen kapasitiivisen anturin rakenne muodostaa yleensä differentiaalisen kapasitiivisen anturin, jossa on kolme elektrodia ja näiden välissä kaksi kondensaattoria. Differentiaalisen kapasitiivisen anturin yksinkertaistettu malli on esitetty kuvassa 3.3. Rakenteeseen muodostuvien kondensaattoreiden kapasitanssit ovat C_{Dp} ja C_{Dn} . Nämä toteuttavat yleisessä tapauksessa yhtälöt

$$\begin{aligned} C_{Dp}(t) &= C_D + \Delta C_{Dp}(t) \\ C_{Dn}(t) &= C_D - \Delta C_{Dn}(t). \end{aligned} \quad (3.17)$$



Kuva 3.3: Differentiaalinen kapasitiivinen anturi.

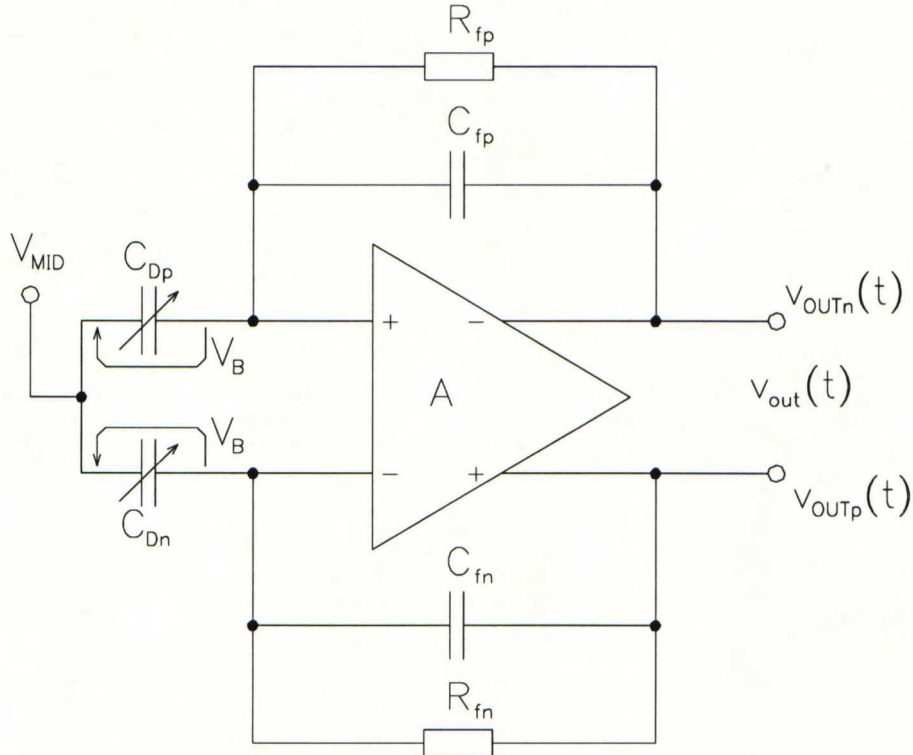
Käsittelyn yksinkertaistamiseksi voidaan anturi olettaa lineaariseksi, jolloin anturikapasitanssit toteuttavat yhtälöt

$$\begin{aligned} C_{Dp}(t) &= C_D + \frac{\Delta C_D(t)}{2} \\ C_{Dn}(t) &= C_D - \frac{\Delta C_D(t)}{2}. \end{aligned} \quad (3.18)$$

Anturilla on siis vakiokapasitanssi C_D sekä mitattavan signaalin mukana muuttuva kapasitanssi $\Delta C_D(t)$.

Kondensaattoreiden C_{Dp} ja C_{Dn} toiset elektrodit kytketään varausvahvistimen tuloihin. Toiset elektrodit on kytketty yhteen ja edelleen johonkin kiinteään referenssipinnoitteeseen V_{MID} . Tästä elektrodista käytetään myös nimitystä *keskielektrodi* (engl. center plate).

Kapasitiivisen anturin ja varausvahvistimen kytkentä on esitetty kuvassa 3.4. Seuraavaksi johdetaan tälle systeemille siirtofunktio kapasitanssimuutoksesta $C_D(s)$ jännitemuutokseksi $V_{out}(s)$.



Kuva 3.4: Varausvahvistin ja differentiaalinen kapasitiivinen anturi.

Kuten aiemmin mainittiin, asettaa operaatiovahvistimen CMFB-piiri yleensä lähdön yhteismuotoisen jännitetasen johonkin haluttuun arvoon V_{CM} . Myöhemmin jaksossa 3.4.2 selvitettävästä syystä kannattaa kapasitiivista anturia luettaessa kuitenkin käyttää CMFB-piiriä asettamaan operaatiovahvistimen tulon yhteismuotoisen jännitteen taso tähän arvoon. Kuvan 3.4 tapauksessa molemmat kytkentätavat tuottavat saman lopputuloksen, koska sekä operaatiovahvistimen tulossa että sen lähdössä on joka tapauksessa sama jännitetaso V_{CM} . Epäideaalisuuksien vuoksi tämä tilanne kuitenkin muuttuu jaksossa 3.4.2.

Nyt molempien anturikapasitanssien ylitse on vakiojännite

$$V_B = V_{CM} - V_{MID}. \quad (3.19)$$

Oletetaan, että molemmat kapasitanssit ovat aluksi yhtä suuret, eli että $C_{Dp} = C_{Dn} = C_D$. Tällöin anturikapasitanssien varauksille pätee

$$Q_{C_{Dp}} = Q_{C_{Dn}} = C_D V_B. \quad (3.20)$$

Kun nyt positiivinen anturikapasitanssi muuttuu mitattavan fysikaalisen suureen muuttumisen myötä arvolla $dC_D/2$ ja negatiivinen anturikapasitanssi vastaavasti arvolla $-dC_D/2$, pätee kapasitanssien varauksille muutoksen jälkeen

$$\begin{aligned} Q_{C_{Dp}} &= \left(C_D + \frac{dC_D}{2} \right) V_B \\ Q_{C_{Dn}} &= \left(C_D - \frac{dC_D}{2} \right) V_B. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Tämän seurauksena anturielementin ja varausvahvistimen välillä tapahtuvat varausmuutokset

$$\begin{aligned} dQ_p &= -\frac{dC_D}{2} \cdot V_B \\ dQ_n &= \frac{dC_D}{2} \cdot V_B. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Vertaamalla yhtälöitä (3.22) yhtälöihin (3.15), voidaan kirjoittaa

$$dQ(t) = -dC_D(t) \cdot V_B. \quad (3.23)$$

Yhtälöstä (3.23) päästään nyt Laplace-muuntamalla muotoon

$$Q(s) = -C_D(s) \cdot V_B. \quad (3.24)$$

Sijoittamalla yhtälö (3.24) yhtälöön (3.16) ja sieventämällä saadaan johdetuksi systeemin siirtofunktio kapasitanssimuutoksesta jännitemuutokseksi. Merkitään tätä funktiota symbolilla $H(s)$. Siirtofunktio on

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{C_D(s)} = \frac{s \cdot \frac{V_B}{C_f}}{s + \frac{1}{R_f C_f}}. \quad (3.25)$$

Siirtofunktio on siis ensimmäisen asteen ylipäästötyyppinen funktio, jolla on nolla origossa ja vasemman puolitason napa kulmataajuudella $1/R_f C_f$. Riittävästi napaa korkeammilla kulmataajuuksilla ($s \rightarrow \infty$) siirtofunktion arvo on V_B/C_f . Huomattavaa on myös, että siirtofunktion arvo ei riipu anturikapasitanssin vakio-osasta C_D , mikä helpottaa lukuelektroniikan suunnittelua.

3.4 Epäideaalisuuksien vaikutus

Tärkeimmät varausvahvistimen toimintaan vaikuttavat epäideaalisuudet ovat operaatiovahvistimen epäideaalisuus sekä erilaiset vuotovirrat. Muita epäideaalisuuksia ovat esimerkiksi takaisinkytkentäkomponenttien epälineaarisuus. Seuraavaksi käsitellään lyhyesti kahden ensiksi mainitun epäideaalisuuden vaikutusta. Vuotovirtojen vaikutus tulee lisäksi uudelleen esille luvussa 4 varausvahvistimen kohinaominaisuuksia käsiteltäessä.

3.4.1 Operaatiovahvistimen epäideaalisuudet

Aiemmassa analyysissä operaatiovahvistin on oletettu ideaaliseksi. Todellisuudessa operaatiovahvistimen epäideaalisuudet vaikuttavat varausvahvistimen toimintaan. Tärkeimmät epäideaalisuudet varausvahvistimen kannalta ovat äärellinen DC-vahvistus, äärellinen kaistanleveys ja kohina. Muita epäideaalisuuksia ovat tulon siirrosjännite, tulon esivirta ja tulosiirrosvirta (tulojen esivirtojen ero). Tulon siirrosjännitteellä ei ole varausvahvistinkäytössä suurta merkitystä; tulon esivirta ja tulosiirrosvirta ovat puolestaan käytetyssä CMOS-operaatiovahvistimessa niin lähellä nollaa, että ne voidaan jättää huomiotta.

Huomioitavista epäideaalisuuksista kohinaa käsitellään luvussa 4. Tässä jaksossa käsitellään äärellisen DC-vahvistuksen ja äärellisen kaistanleveyden vaikutusta. Operaatiovahvistimen äärellinen DC-vahvistus ja kaistanleveys kuvataan usein yksinapaisella operaatiovahvistinmallilla, jonka siirtofunktio on [34]

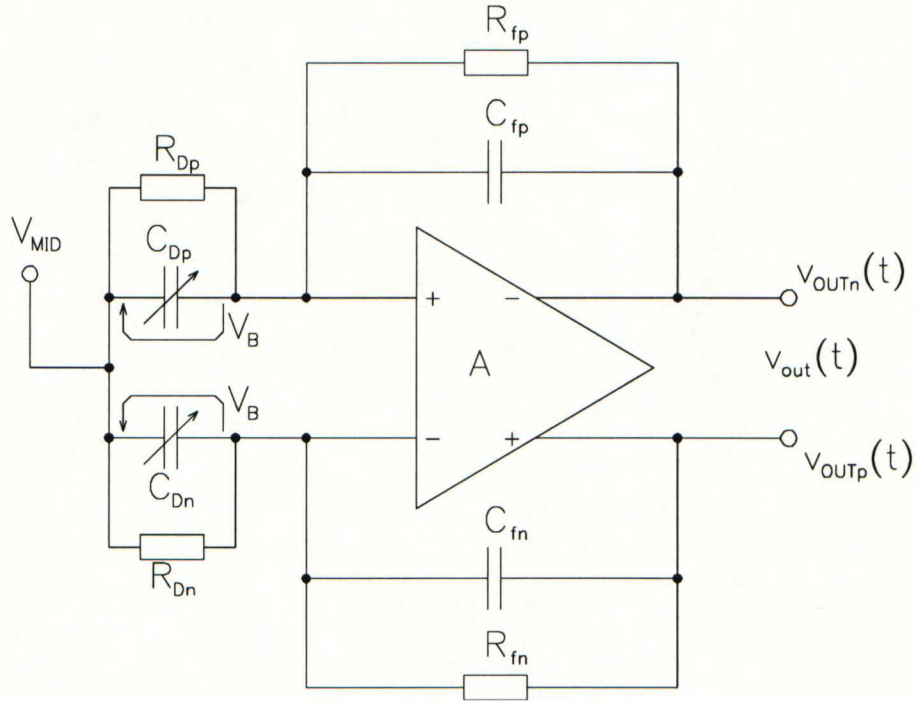
$$A(s) = \frac{A_0}{s + p}. \quad (3.26)$$

Tässä A_0 on DC-vahvistus ja p operaatiovahvistimen hallitsevan navan kulmataajuus. Nyt varausvahvistimen siirtofunktio voidaan johtaa ottaen huomioon nämä epäideaalisuudet. Johto sivuutetaan tässä yhteydessä. Äärellisen DC-vahvistuksen ja äärellisen kaistanleveyden johdosta siirtofunktion -3 dB :n kulmataajuus (joka on siis ideaalisesti $1/R_f C_f$) siirtyy hieman, signaalivahvistus tämän kulmataajuuden yläpuolella poikkeaa jonkin verran ideaalisesta ja varausvahvistimelle muodostuu toinen napa ensimmäisen navan taajuutta korkeammalle taajuudelle. Näin varausvahvistimen siirtofunktio muuttuu kaistanpäästötyyppiseksi. [34]

3.4.2 Vuotovirrat

Aiemmin on oletettu, että ainoa varausvahvistimen tuloon kulkeva virta aiheutuu varauksen siirtymisestä anturikapasitanssin ja vahvistimen välillä. Todellisuudessa varausvahvistimen tulosta joudutaan syöttämään myös erilaisia vuotovirtoja. Koska

varausvahvistimen tulo on korkeaimpedanssinen, voivat vuotovirrat aiheuttaa ongelmia, ellei niitä huomioida suunnittelussa. Vuotovirroilla on kaksi pääasiallista lähdettä. Ensimmäinen on anturielementin läpi kulkeva vuotovirta, jonka syntyminen voidaan mallintaa kapasitanssin rinnalla olevalla vastuksella. Kuvassa 3.5 on esitetty varausvahvistin, jonka tuloon on kytketty kapasitiivinen anturi vuotovastuksineen. Anturin yli oleva jännite V_B saa virran kulkemaan vuotovastusten läpi.



Kuva 3.5: Varausvahvistin ja differentiaalinen kapasitiivinen anturi vuotovastuksineen.

Toinen vuotovirtojen lähde syntyy, kun varausvahvistin ja anturi eivät sijaitse samalla puolijohdealustalla (kuten tilanne bulk-mikromekaanisen anturin tapauksessa useimmiten on). Tällöin varausvahvistimen tulossa olevien ESD-suojaukseen (engl. electrostatic discharge, sähköstaattinen purkaus) käytettävien diodien estosuuntaiset virrat aiheuttavat lämpötilasta voimakkaasti riippuvia vuotovirtoja.

Yleensä vuotovirrat syötetään operaatiovahvistimen lähdöstä takaisinkytkentävastusten kautta tuloon. Vuotovirtojen syöttämiseen voidaan käyttää myös varausvahvistimen tuloon kytkettäviä jänniteohjattuja virtalähteitä, joita ohjataan varausvahvistimen tulojännitteillä. Differentiaalisen varausvahvistimen tapauksessa ohjausjännite voi olla joko tulon yhteismuotoinen jännitetaso tai kummankin tulon jännitetaso erikseen. Jos ohjaukseen käytetään yhteismuotoista jännitettä, virtalähteet syöttävät yhteismuotoisen vuotovirran ja eromuotoinen virta syötetään edelleen operaatiovahvistimen lähdöstä. Jos taas käytetään kummankin tulon jännitetasoa erikseen, voidaan myös eromuotoinen vuotovirta syöttää virtalähteistä, mutta tällöin

ohjausjännite tulee alipäästösuodattaa, jotta varsinaista signaalia ei vaimennettaisi. Tämän ratkaisun käyttöä rajoittaa kuitenkin merkittävästi sen tuottama ylimääräinen kohina. Ratkaisua on esitelty tarkemmin liitteessä A. Muita tapoja kompensoida vuotovirtoja varausvahvistimissa on käsitelty mm. lähteissä [35, 36].

Vuotovirtojen suunta voi olla tilanteesta riippuen joko vahvistimesta ulos tai vahvistimeen sisälle. Jos virrat syötetään operaatiovahvistimen lähdöstä ja mikäli käytetyn operaatiovahvistimen CMFB-piiri pitää tällöin vahvistimen lähdön yhteismuotoisen jännitteen vakiona, muuttuu tulon jännite ja sitä kautta V_B ja varausvahvistimen signaalivahvistus. Samalla signaali-kohina-suhde eli SNR (engl. signal-to-noise ratio) vaihtelee, sillä kuten myöhemmin luvussa 4 huomataan, riippuu SNR suoraan V_B :stä. Tältä kannalta on edullisempaa, että CMFB-piirillä pidetään tulon yhteismuotoinen jännite vakiona ja annetaan lähdön jännitteen vaihdella.

Lähdön yhteismuotoisen jännitetason vaihtelusta seuraa edelleen se, että operaatiovahvistimen on siedettävä jännitteen suurimmatkin mahdolliset vaihtelut suorituskyvyn heikkenemättä. Tämä puolestaan rajoittaa takaisinkytkentävastusten kokoa. Vastaava rajoitus syntyisi luonnollisesti myös, jos tulon yhteismuotoinen jännitetaso vaihtelisi. Vastusten koon rajoittuminen pakottaa kasvattamaan takaisinkytkentäkondensaattoreita saman -3 dB :n kulmataajuuden saavuttamiseksi yhtälön (3.25) mukaisesti. Tämä taas heikentää signaalivahvistusta ja edelleen SNR:ää. Vuotovirtojen vaikutusta SNR:ään käsitellään tarkemmin jaksossa 4.3.

Edellä on oletettu, että varausvahvistimen molempien haarojen vuotovirrat ovat yhtä suuret. Näin ei luonnollisestikaan välttämättä ole. Kun vuotovirrat ovat eri suuret, syntyy varausvahvistimen lähtöön eromuooinen DC-jännite, jonka suuruus voi olla kertaluokkia signaalijännitettä suurempi. Tästä syystä varausvahvistimen jälkeen signaali on yleensä ylipäästösuodatettava ennen kuin sitä voidaan vahvistaa. Tämä heikentää systeemin SNR:ää edelleen ja tuo omat ongelmansa signaalinkäsittelyyn. Nämä ongelmat liittyvät kuitenkin myöhemmän signaalinkäsittelyelektronikan suunnitteluun, eikä niitä pohdita tässä yhteydessä tämän enempää.

Vuotovirrat eivät sen sijaan vaikuta yhtälön (3.25) mukaiseen siirtofunktioon kapasitanssimuutoksesta jännitemuutokseksi. Tämä nähdään yksinkertaisen analyysin perusteella huomioimalla se, että vuotovirrat ovat signaalijännitteestä riippumattomia DC-virtoja (tämä pätee täydellisesti vain ideaalisen operaatiovahvistimen tapauksessa; operaatiovahvistimen äärellisen DC-vahvistuksen aiheuttama virhe on kuitenkin käytännössä merkityksetön). Täten jaksossa 3.3 esitetyn analyysin perusteet pysyvät ennallaan.

Luku 4

Kohina

Pienin luettavissa oleva anturikapasitanssin muutos eli dynaamisen alueen alaraja määräytyy anturielementin ja varausvahvistimen aiheuttaman kohinatason perusteella. Tästä syystä sitä voidaan kutsua myös anturielementin ja varausvahvistimen muodostaman järjestelmän *herkkyydeksi*. Varausvahvistimen lähdössä näkyvä kohinajännite koostuu kolmesta erillisestä, toisistaan riippumattomasta lähteestä: anturielementin vuotovastuksista, operaatiovahvistimesta ja varausvahvistimen takaisinkytkentävastuksista. Jos anturi mallinnetaan yksinkertaisesti yhdellä, mitattavan suureen mukana muuttuvalla kapasitanssilla, kuten edellä tehtiin, se ei puhtaasti reaktiivisena elementtinä tuota lainkaan kohinaa, kuten eivät takaisinkytkentä-kondensaattoritkaan [33]. Todellisuudessa anturissa on myös häviöitä aiheuttavaa vaimennusta, joka tuottaa termistä kohinaa. Sitä ei kuitenkaan tässä analyysissä huomioida, koska se liittyy anturielementin suunnitteluun.

Kohinan vaikutusta analysoitaessa johdetaan aluksi kunkin kohinalähteen varausvahvistimen lähtöön aiheuttaman kohinajännitteen tehotiheys (yksiköissä V^2/Hz). Koska kohinajännitteen suuruuden määräävät komponenttiarvot vaikuttavat myös signaalivahvistukseen (siirtofunktio kapasitanssista jännitteeksi, yhtälö (3.25)), ei tästä suureesta kuitenkaan voida tehdä mitään päätelmiä järjestelmän herkkyydestä.

Herkkyyden mittana kannattaakin käyttää varausvahvistimen tuloon redusoitua kohinaa, kuten yleisesti systeemien kohinaominaisuuksia analysoitaessa tehdään. Redusointi tehdään jakamalla lähdössä näkyvän kohinajännitteen tehotiheys $v_{n,out}^2$ funktiolla $|H(j\omega)|^2$ ($H(s)$ on yhtälössä (3.25) esitetty varausvahvistimen siirtofunktio). Yhtälönä esitettynä

$$C_n^2 = \frac{v_{n,out}^2}{|H(j\omega)|^2}. \quad (4.1)$$

Tällöin päästään C_n^2 :lla merkittyyn kohinasuureeseen, jonka yksikkö on F^2/Hz , ja jota kutsutaan jatkossa termillä *kohinakapasitanssi*. Se kertoo sen anturikapasitanssin

sin muutoksen taajuusyksikköä kohti, joka aiheuttaisi kohinajännitettä vastaavan signaalijännitteen varausvahvistimen lähtöön.

Kohinakapasitanssista voidaan laskea dynaamisen alueen alaraja integroimalla C_n^2 käytetyn signaali-ajan yli ja ottamalla tuloksesta neliöjuuri. Tällöin tulokseksi saadaan kapasitanssiarvo, jota pienemmät anturikapasitanssin muutokset peittyvät kohinaan, eikä niitä voida enää erottaa.

Tässä luvussa analysoidaan alussa mainittujen kohinalähteiden vaikutukset kapasitiivisen anturielementin ja varausvahvistimen muodostaman järjestelmän kokonaiskohinaan ja siten sen herkkyyteen. Kunkin lähteen aiheuttaman kohinan suuruudelle lasketaan arvo kohinakapasitanssina, jotta sen vaikutus dynaamisen alueen alarajaan olisi mahdollista määrittää. Tämän lisäksi pohditaan tapoja pienentää kohinan vaikutusta ja tutkitaan epäideaalisuuksien aiheuttamia rajoituksia.

Varausvahvistimien kohinaa on käsitelty yleisemmistä lähtökohdista mm. lähteissä [37–40].

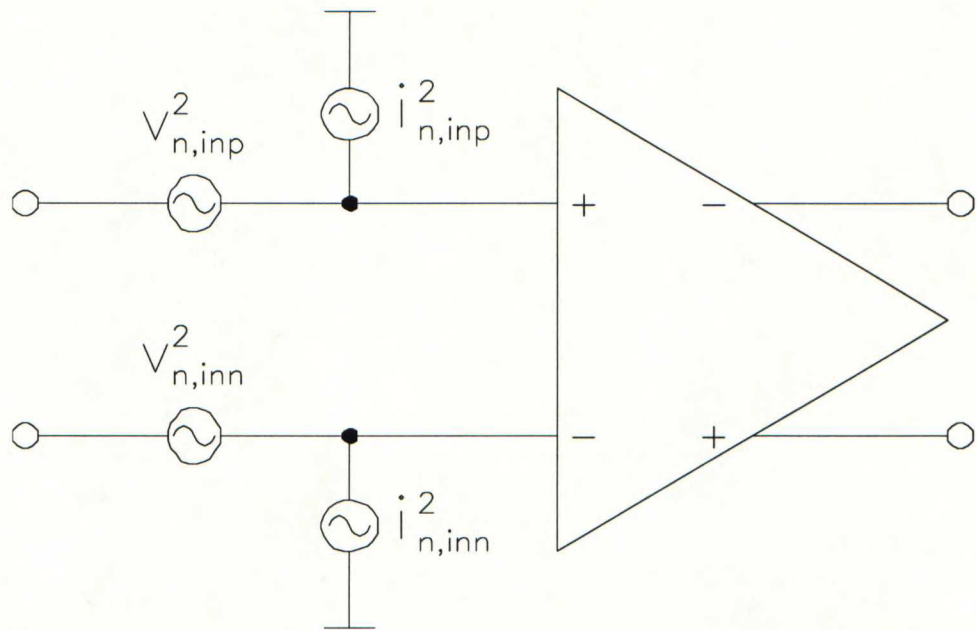
4.1 Operaatiovahvistimen kohina

Täysdifferentiaalisen operaatiovahvistimen kohinaominaisuudet voidaan mallintaa kuvassa 4.1 esitetyllä piirillä. Mallissa vahvistimen molempiin tuloihin kytketään kohinajännite- ja -virtalähteet, joihin todellisen vahvistimen kohina redusoidaan. Mallissa oleva operaatiovahvistin oletetaan tämän jälkeen kohinattomaksi. Positiivisessa tulossa olevien kohinalähteiden $v_{n,inp}^2$ ja $i_{n,inp}^2$ (vastaavasti negatiivisessa tulossa olevien kohinalähteiden $v_{n,inn}^2$ ja $i_{n,inn}^2$) välillä vallitsee korrelaatio, jonka suuruus riippuu operaatiovahvistimen rakenteesta. Samoin eri tuloissa olevien kohinalähteiden välillä vallitsee rakenteesta riippuva korrelaatio, joka yleensä on samassa tulossa olevien lähteiden välistä korrelaatiota pienempi. [41]

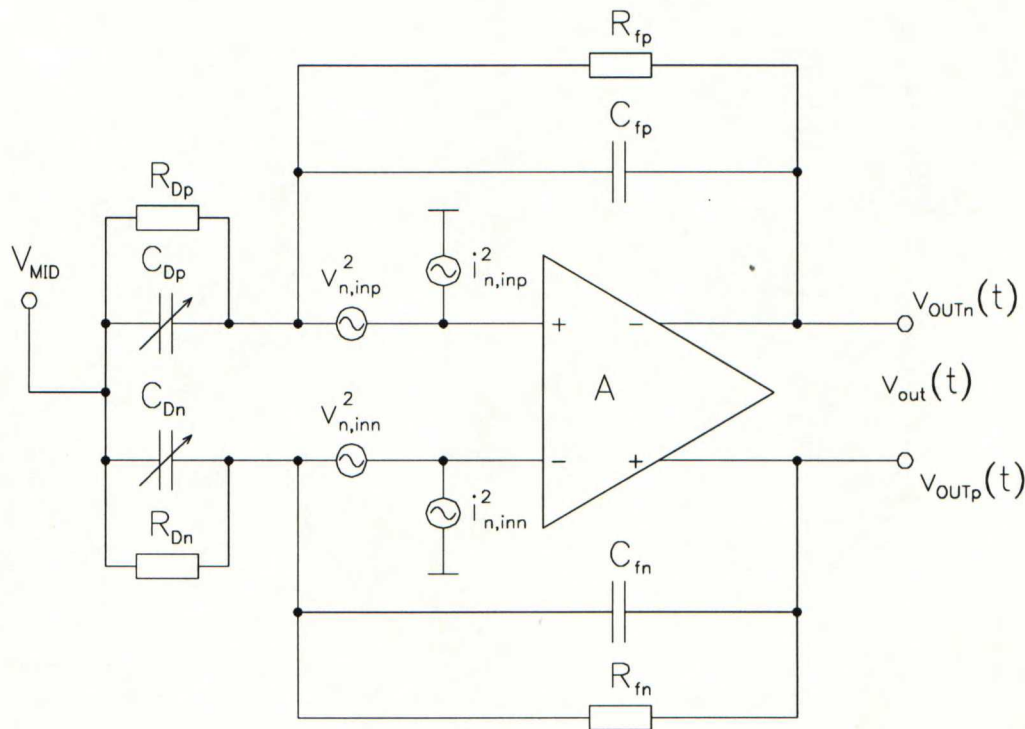
Kun kuvassa 3.5 esitetyssä kapasitiivisen anturin ja varausvahvistimen yhdistelmässä operaatiovahvistin korvataan kuvan 4.1 mukaisella kohinamallillaan, saadaan kuvassa 4.2 esitetty piiri. Tästä piiristä voidaan johtaa operaatiovahvistimen varausvahvistimen lähtöön aiheuttaman kohinajännitteen suuruus. Ennen sitä tarkastellaan kuitenkin MOSFET-transistorin kohinaa, jonka jälkeen operaatiovahvistimen aiheuttaman kohinan suuruutta voidaan arvioida transistorin fysikaalisista parametreista lähtien.

4.1.1 MOSFET-transistorin kohina

MOSFET-transistorin tuottama kohina koostuu pääasiassa kahdesta komponentista, $1/f$ -kohinasta ja termisestä kohinasta. Nimensä mukaisesti $1/f$ -kohinan tehotiheys on kääntäen verrannollinen taajuuteen, kun taas terminen kohina on luonteeltaan valkeaa kohinaa, eli sen tehotiheys ei riipu taajuudesta. [33, 37]



Kuva 4.1: Täysdifferentiaalisen operaatiovahvistimen kohinamalli.



Kuva 4.2: Anturi ja varausvahvistin; operaatiovahvistin korvattu kohinamallillaan.

Transistorin kohina voidaan mallintaa sen nielun ja lähteen välille kytketyllä kohinavirtalähteellä, koska sekä $1/f$ - että terminen kohina syntyvät transistorin kanavassa [37]. Malli on esitetty kuvassa 4.3. Transistorin toimiessa saturaatioalueella tämän kohinavirtalähteen tehotiheys on [37]

$$i_n^2 = i_{n,th}^2 + i_{n,f}^2, \quad (4.2)$$

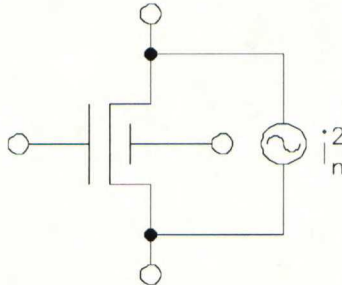
jossa

$$i_{n,th}^2 = \frac{8}{3}kTg_m \quad (4.3)$$

ja

$$i_{n,f}^2 = \frac{K_f I_{DS}}{C_{OX} L^2 f}. \quad (4.4)$$

Tässä k on Boltzmannin vakio, T transistorin absoluuttinen lämpötila, g_m transistorin siirtokonduktanssi, K_f $1/f$ -kohinan suuruutta kuvaava parametri, I_{DS} transistorin kanavavirta, C_{OX} transistorin hilakapasitanssi pinta-alayksikköä kohden, L transistorin hilan pituus ja f tarkastelutaajuus.



Kuva 4.3: MOSFET-transistorin kohinamalli.

Kokonaiskohinavirta siis koostuu yhtälön (4.2) mukaisesti termisestä kohinasta (yhtälö (4.3)) ja $1/f$ -kohinasta (yhtälö (4.4)).

Huomioimalla transistorin terminaalien (hila, nielu, lähde ja bulk) väliset kapasitanssit voidaan kanavan kohinavirran tehotiheys i_n^2 redusoida transistorin hilan kanssa sarjassa olevaksi kohinajännitelähteeksi $v_{n,in}^2$ ja hilan ja lähteen välillä olevaksi kohinavirtalähteeksi $i_{n,in}^2$ [37]. Näiden lähteiden tehotiheydet ovat [37]

$$v_{n,in}^2 = \frac{i_n^2}{g_m^2} = \frac{i_{n,th}^2 + i_{n,f}^2}{g_m^2} \quad (4.5)$$

ja

$$i_{n,in}^2 = |j\omega(C_{GD} + C_{GS})|^2 \cdot v_{n,in}^2. \quad (4.6)$$

Tässä C_{GD} on transistorin hilan ja nielun välinen kapasitanssi ja C_{GS} hilan ja lähteen välinen kapasitanssi.

Nämä kaksi lähdettä muodostuvat samoista fysikaalisista kohinalähteistä ja niiden välinen korrelaatio on näin ollen 100 % (korrelaatiokerroin yksi) [37].

MOSFET-transistorin siirtokonduktanssi g_m on saturaatiotilassa [33]

$$g_m = \sqrt{2\mu C_{OX} \frac{W}{L} I_{DS}}. \quad (4.7)$$

Tässä μ on varauksenkuljettajien liikkuvuus kanavassa ja W transistorin hilan leveys.

Sijoittamalla yhtälöt (4.3), (4.4) ja (4.7) yhtälöön (4.5) saadaan

$$v_{n,in}^2 = \frac{8}{3}kT \left(2\mu C_{OX} \frac{W}{L} I_D \right)^{-1/2} + \frac{K'_f}{C_{OX}^2 W L f}. \quad (4.8)$$

Tässä $K'_f = K_f/2\mu$. Myöhemmin suoritettavaa kohinan numeerista tarkastelua varten on huomattava, että BSIM3v3-transistorimallin käyttämän yksinkertaisemman 1/f-kohinamallin (SPICE2) k_f -parametria vastaa K_f , ei K'_f [42].

Termisen ja 1/f-kohinan lisäksi MOSFET:n kohinaan vaikuttavat hilan sarjavastus ja bulk-vastus, jotka jätetään tässä tarkastelussa huomiotta [37].

4.1.2 Kohina varausvahvistimen lähdössä

Seuraavaksi johdetaan kuvan 4.2 tapauksessa varausvahvistimen lähdössä näkyvän kohinajännitteen tehotiheys. Tarkastelun yksinkertaistamiseksi oletetaan, että tulotransistorit dominoivat operaatiovahvistimen kohinaa ja jätetään muut kohinalähteet huomiotta [37]. Näin kohinalähteiden $v_{n,inp}^2$ ja $i_{n,inp}^2$ (vastaavasti $v_{n,inn}^2$ ja $i_{n,inn}^2$) tehotiheydet saadaan suoraan aiemmin johdetuista yhtälöistä (4.6) ja (4.8) ja niiden välinen korrelaatio on 100 % (korrelaatiokerroin yksi).

Tarkastellaan varausvahvistimen positiivista haaraa ja johdetaan kohinalähteiden negatiiviseen lähtöön aiheuttaman kohinajännitteen tehotiheys. Tämän jälkeen kokonaiskohinan tehotiheys saadaan kertomalla toisen haaran aiheuttaman kohinan tehotiheys kahdella, koska haarojen kohinat ovat toisistaan riippumattomia, kun huomioidaan vain tulotransistorien kohina.

Operaatiovahvistimen positiivisessa tulossa olevan kohinajännitelähteen $v_{n,inp}^2$ aiheuttaman kohinajännitteen tehotiheys varausvahvistimen lähdössä on

$$v_{n,outn,v}^2 = \left| \frac{R_D + R_f}{R_D} \cdot \frac{1 + j\omega R_f \left[\frac{R_D}{R_D + R_f} (C_f + C_D) \right]}{1 + j\omega R_f C_f} \right|^2 \cdot v_{n,inp}^2. \quad (4.9)$$

Merkitään yhtälössä (4.9) vielä $\kappa = R_D / (R_D + R_f)$, jolloin saadaan

$$v_{n,outn,v}^2 = \left| \frac{1}{\kappa} \cdot \frac{1 + j\omega R_f \kappa (C_f + C_D)}{1 + j\omega R_f C_f} \right|^2 \cdot v_{n,inp}^2. \quad (4.10)$$

Vastaavasti operaatiovahvistimen positiivisessa tulossa olevan kohinavirtalähteen $i_{n,inp}^2$ aiheuttaman kohinajännitteen tehotiheys varausvahvistimen lähdössä on

$$v_{n,outn,i}^2 = \left| \frac{R_f}{1 + j\omega R_f C_f} \right|^2 \cdot i_{n,inp}^2. \quad (4.11)$$

Koska oletuksen mukaan $v_{n,inp}^2$ ja $i_{n,inp}^2$ muodostuvat tulotransistorin kohinajännitteestä ja -virrasta, yhdistää näitä yhtälö (4.6), joka käytetyillä symboleilla kirjoitettuna on

$$i_{n,inp}^2 = |j\omega(C_{GD} + C_{GS})|^2 \cdot v_{n,inp}^2. \quad (4.12)$$

Huomioiden sen, että kohinajännite- ja -virtalähde ovat täysin korreloivia, voidaan operaatiovahvistimen varausvahvistimen negatiiviseen lähtöön aiheuttaman kohinajännitteen tehotiheys kirjoittaa [37]

$$v_{n,outn}^2 = (v_{n,outn,v} + v_{n,outn,i})^2. \quad (4.13)$$

Sijoittamalla yhtälöt (4.10), (4.11) ja (4.12) yhtälöön (4.13) ja sieventämällä saadaan

$$v_{n,outn}^2 = \frac{1}{\kappa^2} \cdot \frac{1 + [\omega R_f \kappa (C_f + C_D + C_{GD} + C_{GS})]^2}{1 + (\omega R_f C_f)^2} \cdot v_{n,inp}^2. \quad (4.14)$$

Kirjoitetaan lopuksi yhtälö (4.14) erikseen termiselle ja $1/f$ -kohinalle tulotransistorin fysikaalisten parametrien avulla. Saturaatiotilassa MOS-transistorin kapasitansseille C_{GD} ja C_{GS} pätevät kaavat [28]

$$C_{GD} = C_{GDO} \cdot W \quad (4.15)$$

ja

$$C_{GS} = CGSO \cdot W + 0,67 \cdot C_{OX} \cdot W \cdot L. \quad (4.16)$$

Tässä $CGDO$ on hilan ja nielun välinen, niiden päällekkäisyydestä johtuva kapasitanssi leveysyksikköä kohden ja $CGSO$ vastaavasti hilan ja lähteen välinen, niiden päällekkäisyydestä johtuva kapasitanssi leveysyksikköä kohden.

Merkitään transistorin hilalle näkyvää kapasitanssia leveysyksikköä kohden

$$C_{inW} = \frac{C_{GD} + C_{GS}}{W} = CGDO + CGSO + 0,67 \cdot C_{OX} \cdot L. \quad (4.17)$$

Sijoittamalla yhtälöön (4.14) ensimmäinen, termistä kohinaa vastaava termi yhtälöstä (4.8) sekä yhtälöt (4.15) ja (4.16) ja käyttämällä yhtälön (4.17) merkintää, saadaan

$$v_{n,outn,th}^2 = \frac{1}{\kappa^2} \cdot \frac{1 + [\omega R_f \kappa (C_f + C_D + C_{inW} \cdot W)]^2}{1 + (\omega R_f C_f)^2} \cdot \frac{8}{3} kT \left(2\mu C_{OX} \frac{W}{L} I_D \right)^{-1/2}. \quad (4.18)$$

Redusoidaan tämä kohina vielä kohinakapasitanssiksi yhtälön (4.1) mukaisesti ja sievennetään. Tulokseksi saadaan

$$C_{n,p,th}^2 = \frac{1}{\kappa^2} \cdot \frac{1 + [\omega R_f \kappa (C_f + C_D + C_{inW} \cdot W)]^2}{(V_B R_f \omega)^2} \cdot \frac{8}{3} kT \left(2\mu C_{OX} \frac{W}{L} I_D \right)^{-1/2}. \quad (4.19)$$

Vastaavasti sijoittamalla yhtälöön (4.14) toinen, $1/f$ -kohinaa vastaava termi yhtälöstä (4.8) sekä yhtälöt (4.15) ja (4.16) ja käyttämällä yhtälön (4.17) merkintää, saadaan

$$v_{n,outn,f}^2 = \frac{1}{\kappa^2} \cdot \frac{1 + [\omega R_f \kappa (C_f + C_D + C_{inW} \cdot W)]^2}{1 + (\omega R_f C_f)^2} \cdot \frac{K'_f}{C_{OX}^2 W L f}. \quad (4.20)$$

Redusoidaan myös tämä kohina kohinakapasitanssiksi yhtälön (4.1) mukaisesti ja sievennetään. Tulokseksi saadaan

$$C_{n,p,f}^2 = \frac{1}{\kappa^2} \cdot \frac{1 + [\omega R_f \kappa (C_f + C_D + C_{inW} \cdot W)]^2}{(V_B R_f \omega)^2} \cdot \frac{K'_f}{C_{OX}^2 W L f}. \quad (4.21)$$

Kuten alussa mainittiin, saadaan operaatiovahvistimen aiheuttama kokonaiskohina-kapasitanssi nyt yhtälöstä

$$C_n^2 = 2 \cdot (C_{n,p,th}^2 + C_{n,p,f}^2). \quad (4.22)$$

Yhtälöistä (4.19) ja (4.21) nähdään, että tulotransistorin leveys W vaikuttaa sekä termisen että $1/f$ -kohinan määrään ja että kohinan suuruudella on olemassa minimi jollain W :n arvolla. Tämä arvo johdetaan seuraavassa jaksossa molemmille kohinalajeille. Samoin nähdään, että L vaikuttaa myös kohinamääriin, mutta että termisen kohina kasvaa L :n kasvaessa, kun taas $1/f$ -kohina pienenee kun L kasvaa W :n ollessa molemmissa tapauksissa vakio.

4.1.3 Kohinan minimointi

Edellisessä jaksossa johdettujen yhtälöiden (4.19) ja (4.21) avulla voidaan etsiä ne operaatiovahvistimen tulotransistorien mitat (W ja L), jotka minimoivat varausvahvistimen kohinakapasitanssin, kun muut parametrit on annettu. Seuraavaksi etsitään optimimitat erikseen termisen kohinan ja $1/f$ -kohinan minimoimiseksi.

Termisen kohinan minimoiva tulotransistorin leveys saadaan derivoimalla lauseke (4.19) W :n suhteen, merkitsemällä derivaatta yhtä suureksi kuin nolla ja ratkaisemalla saadusta toisen asteen yhtälöstä W . Lasku on esitetty liitteessä B, ja sen tuloksena saadaan

$$W = \frac{2 \cdot \sqrt{(C_f + C_D)^2 + \frac{3}{4(\omega R_f \kappa)^2}} - (C_f + C_D)}{3C_{inW}}. \quad (4.23)$$

Koska $1/(R_f C_f)$ on yhtälön (3.25) esittämän anturin ja varausvahvistimen muodostaman systeemin siirtofunktion kulmataajuus, on sen oltava normaalisti huomattavasti ω :aa pienempi. Toisaalta koska $\kappa = R_D/(R_D + R_f)$, on $\kappa \approx 1$, joten voidaan olettaa, että $1/(\omega R_f \kappa)^2 \ll (C_f + C_D)^2$. Tällöin lauseke sievenee yhtälön (4.17) sijoituksen jälkeen muotoon

$$W = \frac{C_f + C_D}{3C_{inW}} = \frac{C_f + C_D}{3(CGDO + CGSO + 0,67 \cdot C_{OX} \cdot L)}, \quad (4.24)$$

eli

$$C_{in} = C_{inW}W = \frac{C_f + C_D}{3}. \quad (4.25)$$

Yhtälöstä nähdään, että termisen kohinan vaikutus saadaan minimoitua, kun tulotransistorin hilalle näkyvä kapasitanssi C_{in} (operaatiovahvistimen tulossa näkyvä kapasitanssi) on kolmasosa siihen kytketyn ulkoisen kapasitanssin ($C_f + C_d$) arvosta.

Sijoittamalla yhtälö (4.24) yhtälöön (4.19) ja sieventämällä olettaen edelleen, että $1/(\omega R_F \kappa)^2 \ll (C_f + C_D)^2$, saadaan minimoidulle kohinakapasitanssille lauseke

$$C_{n,p,th,min}^2 = \frac{128kT}{27V_B^2} \cdot \sqrt{\frac{3(CGDO + CGSO + 0,67 \cdot C_{OX} \cdot L) L}{2\mu C_{OX} I_D}} \cdot (C_f + C_D)^{3/2}. \quad (4.26)$$

Yhtälöstä (4.26) nähdään, että termisen kohinan tuottaman kohinakapasitanssin saavuttama minimiarvo on sitä pienempi mitä pienempi L on. Lisäksi kohinakapasitanssin minimiarvo pienenee, kun V_B kasvaa, kun I_D kasvaa ja kun C_D ja C_f pienenevät. Sen sijaan ω ei vaikuta saavutettavaan minimiin, kuten ei R_f :kään.

Vastaavalla tavalla 1/f-kohinan minimoiva tulotransistorin leveys saadaan derivoimalla lauseke (4.21) W :n suhteen, merkitsemällä derivaatta yhtä suureksi kuin nolla ja ratkaisemalla saadusta toisen asteen yhtälöstä W . Lasku on esitetty liitteessä B; tulokseksi saadaan

$$W = \frac{\sqrt{(C_f + C_D)^2 + \frac{1}{(\omega R_f \kappa)^2}}}{C_{inW}}. \quad (4.27)$$

Jälleen olettamalla, että $1/(\omega R_F \kappa)^2 \ll (C_f + C_D)^2$ ja sijoittamalla yhtälö (4.17) sievenee lauseke muotoon

$$W = \frac{C_f + C_D}{C_{inW}} = \frac{C_f + C_D}{CGDO + CGSO + 0,67 \cdot C_{OX} \cdot L}, \quad (4.28)$$

eli

$$C_{in} = C_{inW} W = C_f + C_D. \quad (4.29)$$

Yhtälöstä nähdään, että 1/f-kohinan vaikutus saadaan minimoitua, kun tulotransistorin hilalle näkyvä kapasitanssi C_{in} (operaatiovahvistimen tulossa näkyvä kapasitanssi) on yhtä suuri kuin siihen kytketty ulkoinen kapasitanssi ($C_f + C_d$).

Sijoittamalla yhtälö (4.28) yhtälöön (4.21) ja sieventämällä olettaen jälleen, että $1/(\omega R_F \kappa)^2 \ll (C_f + C_D)^2$, saadaan minimoidulle kohinakapasitanssille lauseke

$$C_{n,p,f,min}^2 = \frac{8\pi K_f' (C_f + C_D) (CGDO + CGSO + 0,67 \cdot C_{OX} \cdot L)}{V_B^2 C_{OX}^2 L \omega}. \quad (4.30)$$

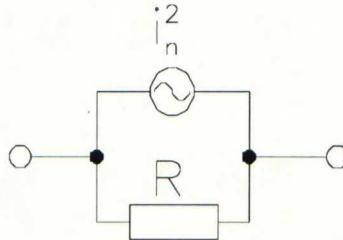
Yhtälöstä 4.30 nähdään, että 1/f-kohinan tuottaman kohinakapasitanssin saavuttama minimiarvo on sitä pienempi, mitä suurempi L on. Lisäksi kohinakapasitanssin

minimiarvo pienenee, kun V_B kasvaa, kun ω kasvaa ja kun C_D ja C_f pienenevät. Sen sijaan R_f ei nytkään vaikuta saavutettavaan minimiin, kuten ei myöskään I_D .

Lopullinen tulotransistorin optimaalinen koko saadaan laskemalla yhteen yhtälöiden (4.19) ja (4.21) antamat kohinakapasitanssit (tai yhtälöiden (4.18) ja (4.20) antamat kohinan tehollisarvot) ja minimoimalla tämä lauseke. Termisen kohinan kannalta mahdollisimman pieni L olisi paras ja $1/f$ -kohinan kannalta mahdollisimman suuri L . Lopullinen L määräytyy kohinoiden suhteen funktiona, joskin siinä on mahdollisesti otettava huomioon myös muut operaatiovahvistimen suunnitteluun liittyvät seikat. Kun L on määrätty, voidaan etsiä W , jolla kokonaiskohina minimoituu. Nämä minimointitehtävät on lausekkeiden monimutkaisuuden vuoksi järkevää tehdä numeerisesti. Tällöin voidaan ottaa huomioon myös termin $1/(\omega R_F \kappa)^2$ vaikutus tulokseen, vaikkakin se jää joka tapauksessa hyvin pieneksi.

4.2 Takaisinkytkentävastusten kohina

Toinen varausvahvistimen kokonaiskohinaan vaikuttava komponentti on takaisinkytkentävastus (kuvassa 3.5 vastukset R_{fp} ja R_{fn}). Vastuksen kohinan mallintamiseen voidaan käyttää kuvassa 4.4 esitettyä mallia, joka koostuu kahdesta komponentista: kohinattomasta vastuksesta R ja sen rinnalla olevasta kohinavirtalähteestä i_n^2 .



Kuva 4.4: Vastuksen kohinamalli.

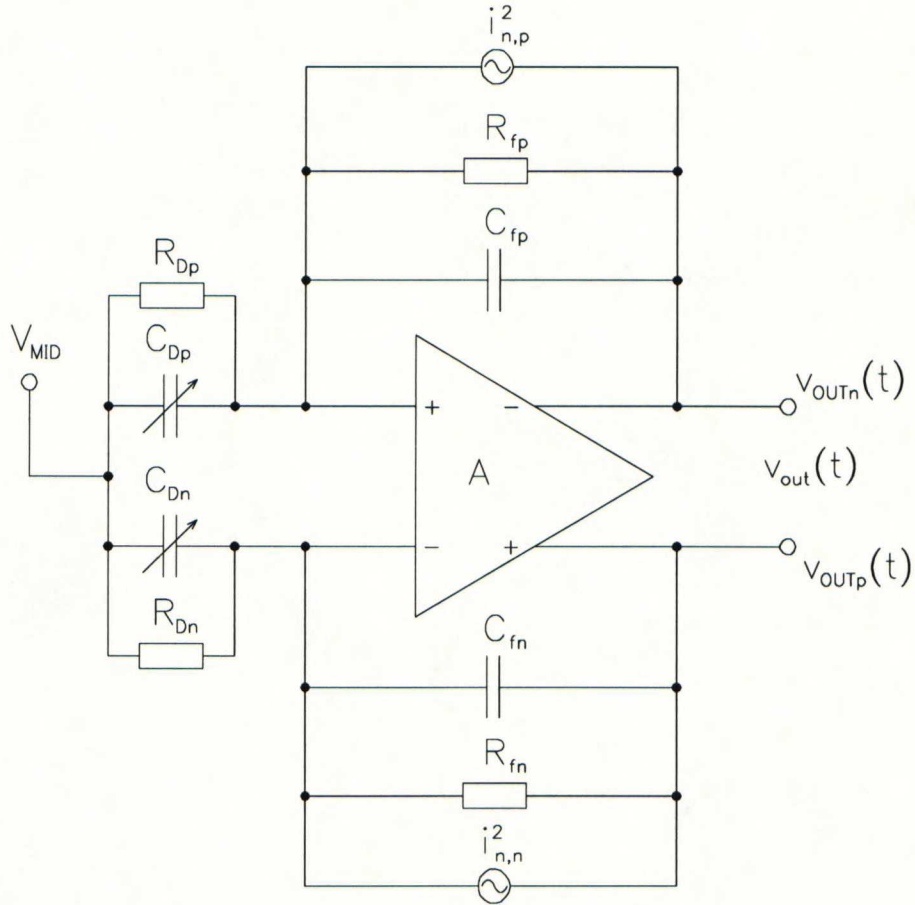
Kohinavirtalähteen tehotiheys on [33]

$$i_n^2 = \frac{4kT}{R}. \quad (4.31)$$

Tässä k on Boltzmannin vakio, T vastuksen absoluuttinen lämpötila ja R vastuksen resistanssi.

Kun kuvan 3.5 kapasitiivisen anturin ja varausvahvistimen yhdistelmässä vastukset R_{fp} ja R_{fn} korvataan kuvan 4.4 mukaisella kohinamallilla, saadaan kuvassa 4.5 esitetty piiri. Tästä piiristä johdetaan seuraavaksi takaisinkytkentävastusten varausvahvistimen lähtöön aiheuttaman kohinajännitteen tehotiheys. Kuten operaatiovahvistimen kohinaa tarkasteltaessa, tutkitaan nytkin varausvahvistimen positiivista

haaraa ja johdetaan negatiiviseen lähtöön aiheutetun kohinan tehotiheys. Tämän jälkeen kokonaiskohinan tehotiheys saadaan haarojen kohinoiden riippumattomuudesta johtuen kertomalla toisen haaran aiheuttaman kohinan tehotiheys kahdella.



Kuva 4.5: Anturi ja varausvahvistin; takaisinkytkentävästukset korvattu kohinamalleillaan.

Varausvahvistimen positiivisen haaran takaisinkytkentävästukseen R_{fp} liittyvän kohinavirtalähteen $i_{n,p}^2$ lähtöön aiheuttaman kohinajännitteen tehotiheys on

$$v_{n,outn}^2 = \left| \frac{R_f}{1 + j\omega R_f C_f} \right|^2 \cdot i_{n,p}^2. \quad (4.32)$$

Sijoitetaan yhtälöön (4.32) kohinavirran tehotiheys yhtälöstä (4.31), jossa $R = R_f$ ja sievennetään, jolloin tulokseksi saadaan

$$v_{n,outn}^2 = \frac{4kTR_f}{1 + (\omega R_f C_f)^2}. \quad (4.33)$$

Koska yhtälössä (4.33) on myös varausvahvistimen signaalivahvistukseen (yhtälö (3.25)) vaikuttavia termejä, ei siitä voida suoraan arvioida kohinajännitteen ja eri komponenttiarvojen vaikutusta signaali–kohina-suhteeseen. Redusoidaan tästä syystä lähdössä näkyvän kohinajännitteen tehotiheys kohinakapasitanssiksi jakamalla se yhtälön (4.1) mukaisesti varausvahvistimen siirtofunktiolla kapasitanssista jännitteeksi (yhtälö (3.25)). Tulokseksi saadaan sieventämisen jälkeen

$$C_{n,p}^2 = \frac{4kT}{V_B^2 R_f \omega^2}. \quad (4.34)$$

Nyt yhtälöstä (4.34) nähdään, että signaali–kohina-suhdetta voi parantaa (kohinakapasitanssia pienentää) kasvattamalla anturin yli olevaa jännitettä, kasvattamalla signaalin kulmataajuutta ja kasvattamalla takaisinkytkentävastuksen kokoa.

Takaisinkytkentävastusten aiheuttama kokonaiskohinakapasitanssi on toisen haaran aiheuttama kohinakapasitanssi kerrottuna kahdella, eli

$$C_n^2 = 2 \cdot C_{n,p}^2. \quad (4.35)$$

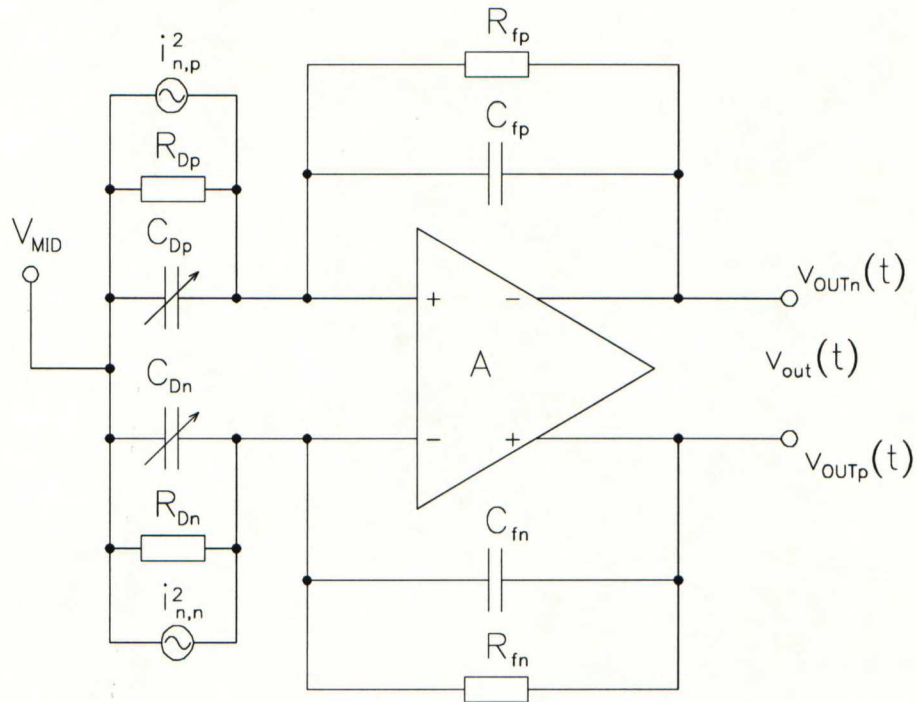
4.3 Anturin vuotovastusten kohina

Kolmas kokonaiskohinaan vaikuttava komponentti on anturikapasitanssin rinnalla oleva vuotovastus (kuvassa 3.5 vastukset R_{Dp} ja R_{Dn}). Koska nämä vastukset ovat normaaleja lineaarisia vastuksia, voidaan myös niiden kohina mallintaa kuvassa 4.4 esitetyllä kohinamallilla; kuvan kohinavirtalähteen i_n^2 tehotiheys on annettu yhtälössä (4.31).

Kun kuvan 3.5 kapasitiivisen anturin ja varausvahvistimen yhdistelmässä vastukset R_{Dp} ja R_{Dn} korvataan kuvan 4.4 mukaisella kohinamallilla, saadaan kuvassa 4.6 esitetty piiri. Tästä piiristä johdetaan seuraavaksi vuotovastusten varausvahvistimen lähtöön aiheuttaman kohinajännitteen tehotiheys. Analyysi noudattaa samaa periaatetta kuin edellisen kohdan takaisinkytkentävastusten tuottaman kohinan analyysi. Jälleen tutkitaan varausvahvistimen positiivista haaraa ja johdetaan negatiiviseen lähtöön aiheutetun kohinan tehotiheys. Tämän jälkeen kokonaiskohinan tehotiheys saadaan haarojen kohinoiden riippumattomuudesta johtuen kertomalla toisen haaran aiheuttaman kohinan tehotiheys kahdella. Tässä oletetaan takaisinkytkentävastusten tapaan, että $R_{Dp} = R_{Dn} = R_D$.

Positiivisen anturikapasitanssin rinnalla olevaan vuotovastukseen R_{Dp} liittyvän kohinavirtalähteen $i_{n,p}^2$ varausvahvistimen lähtöön aiheuttaman kohinajännitteen suuruus on

$$v_{n,outn}^2 = \left| \frac{R_f}{1 + j\omega R_f C_f} \right|^2 \cdot i_{n,p}^2. \quad (4.36)$$



Kuva 4.6: Anturi ja varausvahvistin; vuotovastukset korvattu kohinamalleillaan.

Sijoitetaan yhtälöön (4.36) kohinavirran tehotiheys yhtälöstä (4.31), jossa $R = R_D$ ja sievennetään, jolloin tulokseksi saadaan

$$v_{n,outn}^2 = \frac{4kTR_f^2/R_D}{1 + (\omega R_f C_f)^2}. \quad (4.37)$$

Redusoidaan lähdössä näkyvän kohinajännitteen tehotiheys kohinakapasitanssiksi yhtälön (4.1) mukaisesti. Tulokseksi saadaan sieventämisen jälkeen

$$C_{n,p}^2 = \frac{4kT}{V_B^2 R_D \omega^2}. \quad (4.38)$$

Yhtälöstä (4.38) nähdään, että signaali-kohina -suhdetta voi parantaa (kohinakapasitanssia pienentää) kasvattamalla anturin yli olevaa jännitettä, kasvattamalla signaalin kulmataajuutta ja kasvattamalla vuotovastuksen kokoa.

Vuotovastusten aiheuttama kokonaiskohinakapasitanssi on toisen vastuksen aiheuttama kohinakapasitanssi kerrottuna kahdella, eli

$$C_n^2 = 2 \cdot C_{n,p}^2. \quad (4.39)$$

4.3.1 Vuotovastusten aiheuttama kohinan alaraja

Edellä on johdettu erikseen takaisinkytkentävastusten (jakso 4.2) ja anturin vuoto-
vastusten (jakso 4.3) aiheuttaman kohinan suuruudet ja periaatteet, joilla kohinaka-
pasitanssi saadaan minimoitua kummassakin tapauksessa. Suunniteltaessa varaus-
vahvistinta todelliselle kapasitiiviselle anturille nämä aiemmin erillisinä käsitellyt
komponentit kuitenkin vaikuttavat toisiinsa. Tämä johtuu kahdesta seikasta. En-
siksikin anturin vuotoresistanssit R_{Dp} ja R_{Dn} ovat varausvahvistimen suunnittelun
kannalta ulkoa annettuja suureita, jotka liittyvät anturielementin suunnitteluun ja
valmistukseen. Varausvahvistimen suunnittelussa on käytettävä näiden pahinta eli
pienintä mahdollista arvoa, jota merkitään $R_{D,min}$. Toiseksi anturielementin ylitse
oleva jännite V_B saa vuotovastusten läpi kulkemaan vuotovirran (kuva 3.5), joka
syötetään yleensä operaatiovahvistimen lähdöstä. Tämä vuotovirta aiheuttaa ta-
kaisinkytkentävastusten läpi kulkiessaan siirrosjännitteen V_{OFF} varausvahvistimen
tulon ja lähdön välille. Operaatiovahvistimen ominaisuudet ja viimekädessä piirin
käyttöjännitteet puolestaan rajoittavat kyseisen jännitteen suurimmillaan johonkin
arvoon $V_{OFF,max}$.

Olettamalla, että anturielementin vuotovastukset ovat ainoa vuotovirran lähde, voi-
daan kuvan 3.5 perusteella kirjoittaa yhteys

$$\frac{V_{OFF}}{R_f} = \frac{V_B}{R_{D,min}}, \quad (4.40)$$

jossa siis $V_{OFF} \leq V_{OFF,max}$.

Takaisinkytkentävastusten ja vuotovastusten yhdessä aiheuttama pahin (suurin)
mahdollinen kohinakapasitanssi saadaan laskemalla yhteen yhtälöt (4.35) ja (4.39)
ja sijoittamalla summaan yhtälöt (4.34) ja (4.38) sekä R_D :n paikalle $R_{D,min}$. Tulok-
seksi saadaan

$$C_{n,R}^2 = \frac{8kT}{V_B^2 R_f \omega^2} + \frac{8kT}{V_B^2 R_{D,min} \omega^2}. \quad (4.41)$$

Yhtälöstä nähdään, että sekä V_B :n että R_f :n kasvattaminen pienentää kohinakapa-
sitanssia ja parantaa siis SNR:ää. Yhtälö (4.40) kuitenkin rajoittaa näiden tulon
maksimiarvoon

$$V_B R_f = R_{D,min} V_{OFF,max}, \quad (4.42)$$

joka on siis vakio. Ratkaisemalla V_B yhtälöstä (4.42) saadaan

$$V_B = \frac{R_{D,min} V_{OFF,max}}{R_f}. \quad (4.43)$$

Sijoittamalla tämä yhtälöön (4.41) ja sieventämällä päästään muotoon

$$C_{n,R}^2 = \frac{8kTR_f}{R_{D,min}^2 V_{OFF,max}^2 \omega^2} \left(1 + \frac{R_f}{R_{D,min}} \right). \quad (4.44)$$

Toisaalta ratkaisemalla R_f yhtälöstä (4.42) saadaan

$$R_f = \frac{R_{D,min} V_{OFF,max}}{V_B}. \quad (4.45)$$

Sijoittamalla tämä yhtälöön (4.41) ja sieventämällä saadaan

$$C_{n,R}^2 = \frac{8kT}{R_{D,min} V_B^2 \omega^2} \left(1 + \frac{V_B}{V_{OFF,max}} \right). \quad (4.46)$$

Yhtälöt (4.44) ja (4.46) antavat molemmat pahimman mahdollisen kohinakapasitanssin alarajan, kun operaatiovahvistimen aiheuttamaa kohinaa ei oteta huomioon. Pitämällä edelleen $R_{D,min}$ ja $V_{OFF,max}$ vakioina yhtälöstä (4.44) nähdään, että tätä alarajaa saadaan pienennettyä joko kasvattamalla signaalitaajuutta tai pienentämällä resistanssia R_f . Vastaavasti yhtälöstä (4.46) nähdään, että alarajaa saadaan pienennettyä joko kasvattamalla signaalitaajuutta tai kasvattamalla jännitettä V_B . Näin päädytään siis siihen lopputulokseen, että mahdollisimman pieni R_f ja mahdollisimman suuri V_B tuottavat parhaan signaali-kohina-suhteen. Edelleen jaksossa 4.1.3 todettiin, että V_B :n kasvattaminen pienentää myös operaatiovahvistimen aiheuttamaa kohinakapasitanssia, mutta R_f ei vaikuta siihen lainkaan, joten tältäkin kannalta mahdollisimman suuri V_B olisi edullinen. Toisaalta V_B :n kasvattamista rajoittavat lopulta elektroniikan ja anturielementin asettamat jänniterajoitukset.

Luku 5

Piirilohkot

Varausvahvistin koostuu kolmesta piirilohkosta: operaatiovahvistimesta, takaisin-kytkentävastuksista ja integrointikondensaattoreista. Tässä luvussa tutustutaan näiden lohkojen suunnitteluperiaatteisiin ja erilaisiin toteuttamistapoihin integroidulla piirillä. Käsittelyssä painotetaan piirilohkojen käyttöä osana varausvahvistinta.

5.1 Operaatiovahvistin

Operaatiovahvistin on varausvahvistimen keskeisin komponentti. Se mahdollistaa varausvahvistimen toiminnan ja asettaa omalta osaltaan rajoitukset mm. vuotovirrälle ja saavutettavalle herkkyydelle. Operaatiovahvistimien suunnittelua ja erilaisia vahvistinarkkitehtuureja on käsitelty laajasti lukuisissa kirjoissa ja artikkeleissa (esim. [28, 33]), eikä tässä yhteydessä ole tarkoitus perehtyä vahvistinsuunnittelun perusteisiin. Sen sijaan tutkitaan niitä vaatimuksia, joita käyttö varausvahvistimessa operaatiovahvistimelle ja sen suunnittelulle asettaa.

5.1.1 Vahvistinarkkitehtuuri

Varausvahvistimessa operaatiovahvistimen ei tarvitse ajaa matalaimpedanssista resistiivistä kuormaa, vaan kuorma on lähes puhtaasti kapasitiivinen (olettaen, että varausvahvistinta ei kuormiteta suoraan ulkoisella resistiivisellä kuormalla). Tästä syystä käytettävän vahvistimen lähtöimpedanssi saa olla suuri, eli operaatiovahvistimeksi käy yksi- tai kaksiasteinen puskuroimaton vahvistin. Näistä käytetään yleisesti nimitystä siirtokonduktanssivahvistin eli OTA-vahvistin (engl. operational transconductance amplifier) [28].

Yleisesti käytettyjä OTA-vahvistimia ovat mm. kaksiasteinen Miller-kompensoitu vahvistin, teleskooppikaskodivahvistin ja ns. folded cascode (lyh. FC) -vahvistin [28]. Näistä teleskooppikaskodivahvistin ei sovellu varausvahvistimeen hyvin ilman lisä-

komponentteja, sillä sen tulon ja lähdön yhteismuotoiset jännitetasot on edullista suunnitella erisuuriksi.

Tässä työssä tarkasteltavaksi operaatiovahvistimeksi on valittu yksiasteinen folded cascode -vahvistin. Syinä valintaan ovat mm. FC-vahvistimen toteutuksen yksinkertaisuus, erillisen taajuuskompensoinnin tarpeettomuus stabiilisuuden saavuttamiseksi sekä varausvahvistimen kohinan minimoinnista aiheutuva tarpeettoman suuri vahvistus-kaistanleveys-tulo eli GBW (engl. gain-bandwidth product) ja suuri tuloparin siirtokonduktanssi (g_m) ja niiden aiheuttamat kaksiasteisen vahvistimen stabiilisuusongelmat.

Käytettävä teknologia on puhdas CMOS, eli käytössä ovat pMOS- ja nMOS-transistorit. CMOS on yleisesti käytössä oleva teknologia, jolla voidaan toteuttaa myös digitaalilohkoja sekasignaaliin.

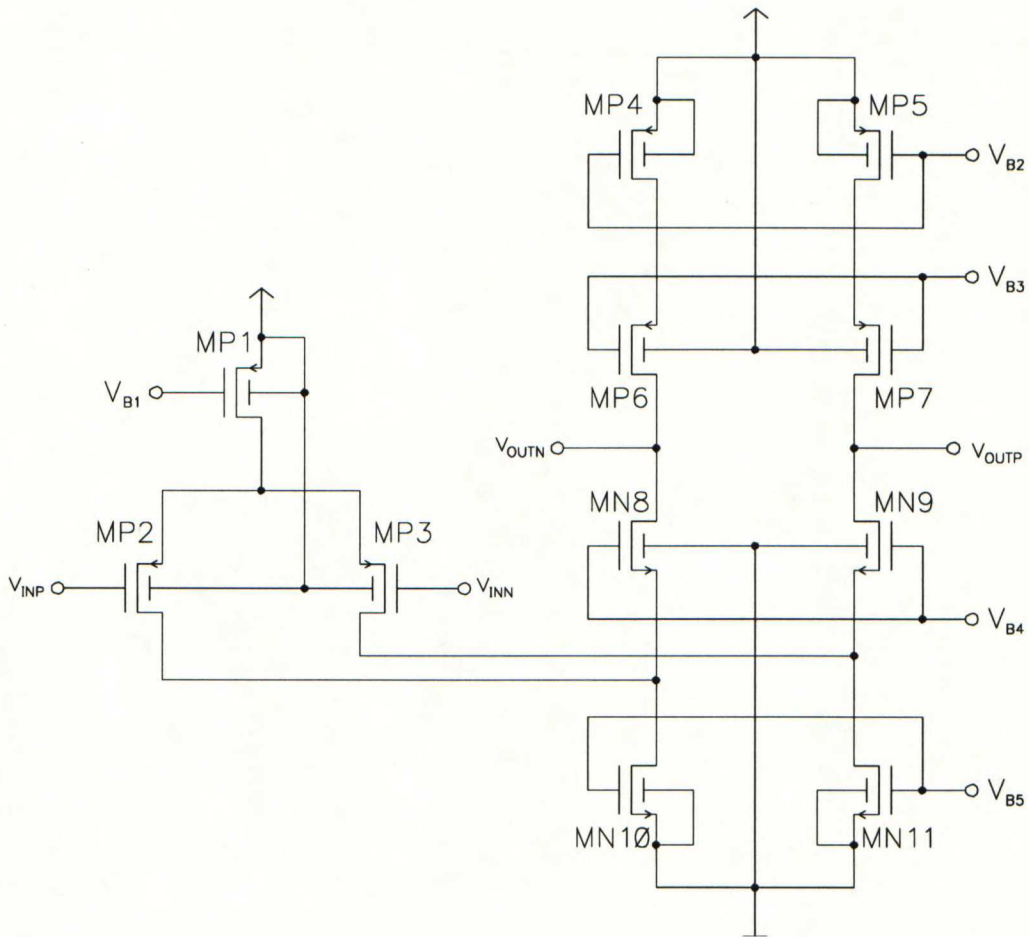
Koska toteutettava varausvahvistin on differentiaalinen, on myös operaatiovahvistimen oltava täysdifferentiaalinen. Tästä syystä vahvistimeen on suunniteltava myös CMFB-piiri yhteismuotoisen jännitteen kontrolloimiseksi. CMFB-piiri voidaan toteuttaa yleisesti joko jatkuva-aikaisena tai diskreettiaikaisena. Jatkuva-aikaisena toteutettu CMFB-piiri muodostuu usein operaatiovahvistimen signaaliampplitudia ja kaistanleveyttä rajoittavaksi tekijäksi. Diskreettiaikainen CMFB-piiri on yleensä näiltä ominaisuuksiltaan parempi, mutta sen käyttäminen ei ole mahdollista, jos operaatiovahvistin on osa jatkuva-aikaista analogialohkoa. Lisäksi diskreettiaikainen CMFB-piiri vaatii ulkoisen kellosignaalin, jonka ylikuuluminen kasvattaa häiriöta-soa. Koska varausvahvistin on jatkuva-aikainen piirilohko, on myös siinä käytettävä CMFB-piiri suunniteltava jatkuva-aikaisena. [33]

Vahvistimen rakenne ilman CMFB-piiriä on esitetty kuvassa 5.1. Kuvan vahvistin on pMOS-tuloinen; FC-vahvistin voidaan toteuttaa myös nMOS-tuloisena. Koska pMOS-transistorien $1/f$ -kohina on nMOS-transistoria matalampi ja koska antureiden signaalitaajuuksilla $1/f$ -kohina yleensä dominoi, päästään pMOS-tulolla tavallisesti pienempään kohinaan ja näin parempaan herkkyyteen. Jäljempänä esitetyt suunnitteluperiaatteet pätevät kuitenkin myös nMOS-tuloiselle operaatiovahvistimelle.

5.1.2 Vahvistimen suunnittelu

Yksiasteisen täysdifferentiaalisen folded cascode -vahvistimen suunnittelua on käsitelty yleisistä lähtökohdista mm. lähteissä [28, 33, 43]. Suunniteltaessa operaatiovahvistinta varausvahvistimeen aloitetaan tuloparin transistorien (MP2 ja MP3 kuvassa 5.1) mitoitukselta. Mitoitus tehdään jaksossa 4.1.3 käsitellyn kohinaoptimoinnin perusteella.

Ennen kohinaoptimointia on valittava tuloparin DC-virta. Yleisiä ohjeita virran valintaan on annettu aiemmin mainituissa lähteissä (virta vaikuttaa mm. operaatiovahvistimen nousunopeuteen). Lisäksi virta vaikuttaa yhtälön (4.26) mukaisesti ter-



Kuva 5.1: Täysdifferentiaalisen folded cascode -operaatiovahvistimen rakenne.

misen kohinan aiheuttaman kohinakapasitanssin suuruuteen, joten sitä joudutaan mahdollisesti muuttamaan kohinaoptimoinnin jälkeen ja suorittamaan optimointi uudelleen, jos tulos ei ole tyydyttävä.

Muiden transistorien mitoitus tehdään normaalien suunnitteluperiaatteiden mukaisesti. Transistorit MP1, MP4 ja MP5 toimivat virtalähteinä ja ne saavat hilajännitteensä (V_{B1} ja V_{B2}) virtapeilikytkenästä. Kaskaditransistorien MP6, MP7, MN8 ja MN9 hilajännite asetetaan ulkoisella piirillä (jännitteet V_{B3} ja V_{B4}) ja transistorien MN10 ja MN11 hilajännitettä (V_{B5}) ohjataan CMFB-piirillä.

Jakson 4.1.3 kohina-analyysissä huomioitiin vain operaatiovahvistimen tulotransistorien aiheuttama kohina. Todellisuudessa myös transistorit MP4 ja MP5 sekä MN11 ja MN12 vaikuttavat operaatiovahvistimen kohinaan lisäämällä tuloon redusoidun kohinajännitteen suuruutta määrällä [44]

$$v_{n,extra}^2 = 2 \cdot \left[\left(\frac{g_{m,MP4}}{g_{m,MP2}} \right)^2 \cdot i_{n,MP4}^2 + \left(\frac{g_{m,MN10}}{g_{m,MP2}} \right)^2 \cdot i_{n,MN10}^2 \right]. \quad (5.1)$$

Tässä on oletettu, että vahvistimen haarat ovat symmetriset. Kuten aiemmin mainittiin, on nMOS-transistorin 1/f-kohina pMOS-transistoria suurempi, joten transistorien MN10 ja MN11 pinta-alaa voidaan joutua kasvattamaan kohinan pienentämiseksi yhtälöiden (4.2)-(4.4) mukaisesti. Kohinaa voidaan pienentää myös pienentämällä transistorien MP4, MP5, MN10 ja MN11 siirtokonduktanssia tai kasvatamalla transistorien MP2 ja MP3 siirtokonduktanssia (käytännössä kasvattamalla DC-virtaa, koska kohinaoptimointi määrää transistorien W/L-suhteen).

Folded-casode -vahvistin (kuten kaikki yksiasteiset OTA-vahvistimet) kompensoidaan lähdössä olevalla kapasitiivisella kuormalla [28]. Tästä syystä on oleellista tietää, miten anturikapasitanssi ja takaisinkytkentäkondensaattorit kuormittavat operaatiovahvistimen lähtöä. Kuorma voidaan laskea yhtälöstä [45]

$$C_L = \frac{C_D \cdot C_f}{C_D + C_f}. \quad (5.2)$$

5.1.3 Yhteismuotoisen jännitteen kontrollointi

Kun täysdifferentiaalinen operaatiovahvistin kytketään negatiiviseen takaisinkytkentäsilmuksaan, asettuu vahvistimen differentiaalinen DC-toimintapiste oikeaksi suuren avoimen silmukan vahvistuksen ansiosta [33]. Sama ei kuitenkaan päde yhteismuotoiselle jännitteelle, koska sen avoimen silmukan vahvistus ei ole riittävän suuri [33]. Tästä syystä täysdifferentiaaliseen operaatiovahvistimeen joudutaan lähes aina suunnittelemaan erillinen piiri yhteismuotoisen jännitteen kontrolloimiseksi. Yhteismuotoisen jännitteen kontrollointia ja erilaisia jatkuva-aikaisia CMFB-piirirakenteita on käsitelty mm. lähteissä [33, 46, 47].

Aiemmin jaksossa 3.3 on todettu, että luettaessa kapasitiivista anturia tulisi operaatiovahvistimen tulon yhteismuotoisen jännite pitää vakiona. Tulon yhteismuotoisen jännitteen kontrollointi voidaan saavuttaa kytkemällä CMFB-piirin tulo operaatiovahvistimen lähdön asemesta sen tuloon. Koska tulon yhteismuotoisen jännitteen muutokset pyrkivät kuitenkin edelleenkin vaikuttamaan CMFB-kytkennän kautta vahvistimen lähdön yhteismuotoiseen jännitteeseen, vaaditaan toimintapisteen saavuttamiseksi jonkinlainen ulkoinen takaisinkytkentä lähdöstä tuloon. Varausvahvistimen tapauksessa tämän muodostavat vastukset R_{fp} ja R_{fn} sekä kondensaattorit C_{fp} ja C_{fn} . Nyt yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkentäsilmuksa sulkeutuu kuitenkin lähdön yhteismuotoisen jännitteen tasoa tarkkailtaessa sillä erotuksella, että silmukassa on sarjassa takaisinkytkentävastusten ja -kondensaattoreiden rinnankytkentä. Tämä on otettava huomioon analysoitaessa ja simuloitaessa takaisinkytkentäsilmuksien stabiilisuutta.

5.2 Takaisinkytkentävastukset

Takaisinkytkentävastusten toteuttamisessa on kaksi haastetta: vastusten suuri resistanssi ja niiden läpi kulkeva vuotovirta. Kapasitiivisten antureiden signaalitaajuus on useimmiten korkeintaan suuruusluokkaa 10^3 Hz , jolloin siirtofunktion (yhtälö (3.25)) -3 dB :n taajuuden on oltava luokkaa 10^2 Hz . Tällöin vastuksen kooksi saadaan vielä kohtuullisesti integroitavissa olevalla 10 pF :n kondensaattorilla noin $160 \text{ M}\Omega$.

Toisaalta esimerkiksi 5 V :n käyttöjännitteellä voidaan melko helposti toteuttaa vahvistin, jonka yhtälön (4.40) mukainen $V_{OFF,max}$ on 1 V . Tällöin suurimmaksi sallituksi vuotovirraksi saadaan $1 \text{ V}/160 \text{ M}\Omega = 6,25 \text{ nA}$, joka on hyvin realistinen vuotovirran arvo bulk-mikromekaaniselle kapasitiiviselle anturille, kun se ei ole varausvahvistimen kanssa samalla puolijohdealustalla ja ESD-suojadiodien vuotovirrat joudutaan huomioimaan.

Näiden yksinkertaisten määritysten perusteella tarvitaan siis $160 \text{ M}\Omega$:n takaisinkytkentävastukset, joiden yli voi olla maksimissaan 1 V :n jännite. Tarkastellaan seuraavaksi erilaisia mahdollisia toteutustapoja integroidulla piirillä sekä niiden etuja ja rajoituksia.

5.2.1 Integroitu vastus

Yksinkertaisin tapa toteuttaa takaisinkytkentävastukset on käyttää integroituvia vastuksia. Tavallisen CMOS-prosessin kanssa yhteensopivat vastustyyppit ovat p^+ - ja n^+ -diffuusiovastukset, n -allasvastus ja polypiiivastus [28]. Diffuusiovastuksessa vastuselementtinä on joko n^+ tai p^+ -diffuusio, n -allasvastuksessa n -allas ja polypiiivastuksessa monikiteinen (engl. polycrystalline) pii. Näistä n -allasvastuksella saavutetaan suurin, noin $2 \text{ k}\Omega/\square$ resistiivisyys. Vastustyyppin haittana on kuitenkin suuri resistiivisyyden jänniteriippuvuus, joka tekee vastuksesta epälineaarisen. Suurempia ja lineaarisempia resistiivisyyksiä voidaan saavuttaa lisäämällä prosessiin ylimääräisiä vaiheita, kuten vastuksissa käytettävän monikiteisen piin johtavuuden muokkaus sitä eri aineilla seostamalla. [28]

Integroiduilla vastuksilla päästään siis normaalisti maksimissaan noin kahden kiloohmin neliöresistanssiin. Tällöin alussa mainitun $160 \text{ M}\Omega$:n vastuksen toteuttaminen vaatisi esimerkiksi $1 \mu\text{m}$:n leveydellä 80 mm pitkän rakenteen. Näin suuren rakenteen toteuttaminen on ongelmallista johtuen suuresta pinta-alatarpeesta ja sen aiheuttamasta parasiittisesta kapasitanssista. Erilaisilla ylimääräisillä prosessioptioillaakaan ei yleensä päästä niin suuriin neliöresistansseihin, että näin suuren vastuksen toteuttaminen olisi järkevää.

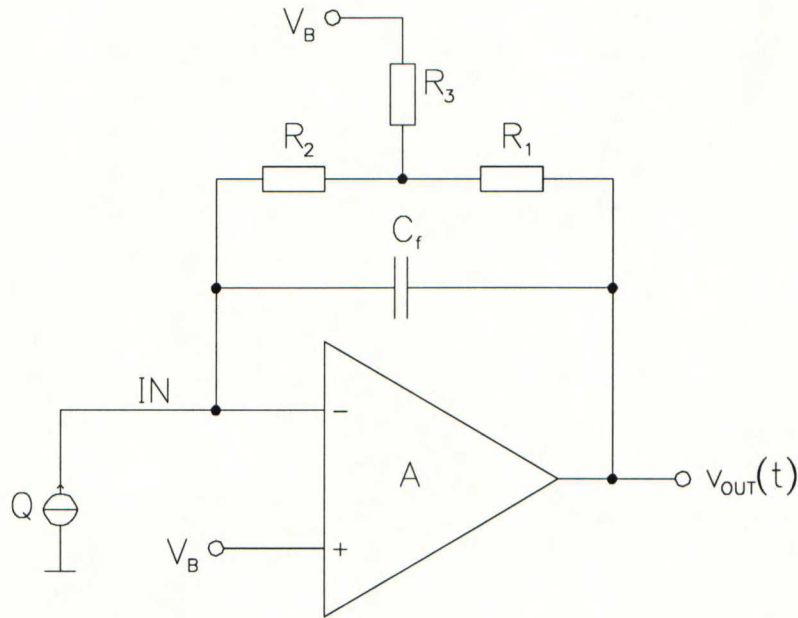
Mikäli integroitu vastus saadaan muiden komponenttien mitoituksen avulla kooltaan toteuttamiskelpoiseksi, sen hyviä puolia ovat yksinkertainen toteutus ja lineaarisuus. Suunnittelussa tulee kuitenkin ottaa huomioon resistiivisyyden suuri absoluuttinen

toleranssi (jopa 20–30 %) ja lämpötilariippuvuus [28]. Lisäksi kaikissa mainituissa integroiduissa vastustyypeissä esiintyy termisen kohinan lisäksi $1/f$ -kohinaa, joka muodostaa lisärajoituksen järjestelmän herkkyydelle [48].

5.2.2 Vastusten T-kytkentä

Kuvassa 5.2 on esitetty yksipäinen varausvahvistin, jonka takaisinkytkentävästus on toteutettu *vastusten T-kytkennällä* (engl. resistor T network). Kun tälle varausvahvistimelle lasketaan siirtofunktio ja verrataan sitä yhtälöön (3.10) nähdään, että kuvan T-kytkentä vastaa yhtä takaisinkytkentävästusta R_f , jonka koko on

$$R_f = R_1 + R_2 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_3}. \quad (5.3)$$



Kuva 5.2: Yksipäinen varausvahvistin; takaisinkytkentävästus toteutettu vastusten T-kytkennällä.

Nyt takaisinkytkentävästuksesta saadaan periaatteessa mielivaltaisen suuri mitoittamalla vastus R_3 riittävän pieneksi. Kytkennällä on kuitenkin eräitä ongelmia. Ensinnäkin ekvivalenttisen resistanssin R_f herkkyys vastuksen R_3 resistanssin vaihtelulle kasvaa sitä suuremmaksi, mitä pienempi R_3 :n resistanssi on. Toiseksi operaatiovahvistin joutuu ajamaan resistiivistä kuormaa, mikä vähintäänkin tulee ottaa vahvistimen suunnittelussa huomioon.

Kolmas, varausvahvistimen toteutuksen kannalta suurin ongelma on T-kytkennän vastaavankokoista yksittäistä vastusta suurempi kohina. Liitteessä C esitetyn ana-

lyysin mukaisesti saadaan T-kytkennän varausvahvistimen lähtöön aiheuttaman kohinajännitteen tehotiheydeksi

$$v_{n,out}^2 = \frac{4kTR_f \left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right)}{1 + (\omega R_f C_f)^2}. \quad (5.4)$$

Vertaamalla tätä yhtälöön (4.33) nähdään, että kohinan määrä on $1 + R_1/R_3$ -kertainen yksittäiseen vastukseen verrattuna. Kohina saataisiin minimoitua, jos suhde R_1/R_3 olisi mahdollisimman pieni, mutta tällöin T-kytkennällä ei saavutettaisi enää alkuperäistä tarkoitustaan, eli suurta R_f :ää.

Myös T-kytkennän etuja ovat yksinkertainen toteutus ja lineaarisuus ja senkin tapauksessa on otettava huomioon vastusten absoluuttinen toleranssi ja lämpötilariippuvuus sekä ylimääräinen $1/f$ -kohina [28, 48].

5.2.3 Aktiiviset toteutukset

Erilaisia aktiivisia vastusten toteutustapoja on olemassa lukuisia (esim. [49–52]). Niillä päästään yleensä kohtuulliseen lineaarisuuteen noin $-1\text{ V} \dots +1\text{ V}$ jännitealueella, ja suurtenkin resistanssien toteuttaminen on mahdollista. Riittävään tarkkuuteen pääseminen vaatii kuitenkin yleensä jonkinlaista erillistä virityspiiriä, joka monimutkaistaa toteutusta.

Koska aktiiviset toteutukset koostuvat useista MOSFET-transistoreista, yhdistää niitä kaikkia yksittäistä vastusta suurempi kohina. Matalilla taajuuksilla ongelmaksi muodostuu ennen kaikkea transistorin $1/f$ -kohina (katso jakso 4.1.1).

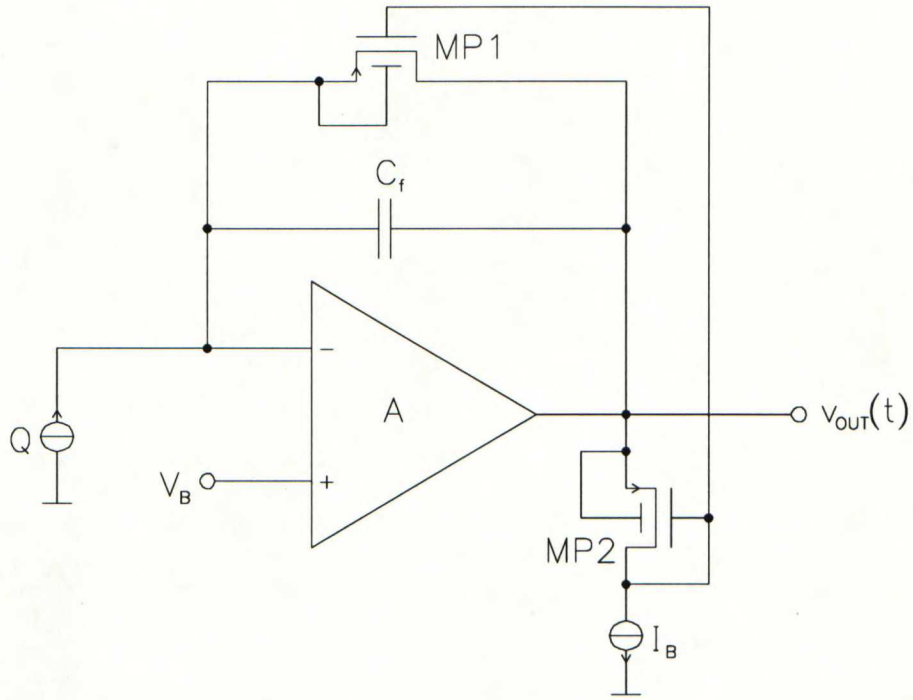
5.2.4 Yhden MOS-transistorin käyttö

Integroitu vastus voidaan toteuttaa myös yhdellä lineaarialueella toimivalla MOS-transistorilla. Toimintapisteen asettelu voidaan tehdä esimerkiksi kuvan 5.3 mukaisella kytkennällä. Kytkennän tarkoitus on pitää vastuksena toimivan pMOS-transistorin MP1 hilan ja nielun välinen jännite V_{GD} vakiona. Tämän saavuttamiseksi jännite seuraa diodikytketyn transistorin MP2 hilan ja lähteen välistä jännitettä V_{GS} , joka taas asetetaan viemällä transistorin läpi vakiovirta I_B .

Liitteessä D esitetyn analyysin mukaisesti yksinkertaisen SAH-transistorimallin [33] avulla laskettuna MP1:n differentiaaliseksi konduktanssiksi saadaan

$$\frac{dI}{d(V_I - V_O)} = K' \cdot \frac{W_{MP1}}{L_{MP1}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_{MP2} \cdot I_B}{K' \cdot W_{MP2} \cdot (1 - \lambda V_T)}}. \quad (5.5)$$

Tässä $V_I - V_O$ on transistorin MP1 yli oleva jännite, K' transistorien MP1 ja MP2 varauksenkuljettajien liikkuvuuden (μ_p) ja oksidikapasitanssin (C_{OX}) tulo, W ja L



Kuva 5.3: Yksipäinen varausvahvistin; takaisinkytkentävastus toteutettu yhdellä MOSFET-transistorilla.

transistoreiden mitat (leveys ja pituus), λ kanavanpituusmodulaatioparametri ja V_T kynnyisjännite.

Jos oletetaan vielä, että $1 - \lambda V_T \approx 1$, sievenee yhtälö (5.5) muotoon

$$\begin{aligned} \frac{dI}{d(V_I - V_O)} &\approx K' \cdot \frac{W_{MP1}}{L_{MP1}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_{MP2} \cdot I_B}{K' \cdot W_{MP2}}} \\ &= \sqrt{2K'} \cdot \frac{W_{MP1}}{L_{MP1}} \cdot \sqrt{\frac{L_{MP2} \cdot I_B}{W_{MP2}}} \end{aligned} \quad (5.6)$$

Käytetyn transistorimallin mukaan kytkennällä saadaan siis toteutettua lineaarinen vastus. Simuloimalla kytkentä tarkemmalla BSIM3v3-transistorimallilla [42] havaitaan kuitenkin, että differentiaalin resistanssi pienenee, kun transistorin yli oleva jännite kasvaa.

Toinen ongelma ilmenee, kun kuvan 5.3 varausvahvistimen lähtöjännite pyrkii nousemaan tulojännitettä korkeammaksi. Tämä tilanne syntyy vuotovirran kulkiessa varausvahvistimesta ulospäin. Tällöin transistorin MP1 nielu ja lähde vaihtavat paikkoja, kun aiemmin nieluna toimineen terminaalin jännite nousee aiemmin lähteenä toimineen terminaalin jännitettä korkeammaksi. Nyt MP1:n $V_{DB} = 0$, ja toimintapisteen asettelupiiri pitää transistorin hilan ja lähteen välisen jännitteen V_{GS} vakiona. Simuloimalla havaitaan, että MOSFET-vastuksen MP1 differentiaalin re-

sistanssi kasvaa aluksi jännite-eron kasvaessa, mutta kun V_{DS} nousee noin 0,6 V:iin, alkaa lähteen ja n-altaan välinen pn-liitos johtaa myötäsuuntaisen jännitteen vaikutuksesta, jolloin resistanssi putoaa hyvin nopeasti. Kytkentä on siis käyttökelpoinen myös tässä tapauksessa, mutta jännitealue on rajoittunut.

Toimintaa voitaisiin parantaa käyttämällä monimutkaisempaa toimintapisteen asettelupiiriä, joka varmistaisi sen, että MP1:n yli olevan jännitteen napaisuudesta riippumatta transistorin V_{GD} pysyisi aina vakiona ja jännite $V_{SB} = 0$.

Käyttämällä MP1:ssä suurta kanavan pituutta voidaan tällä tekniikalla toteuttaa kohtuullisen suuria vastuksia. Ongelmana on vastuksen epälineaarisuus ja jännitealueen rajoittuneisuus. Kohinaominaisuuksiltaan toteutus on yksinkertaista vastusta heikompi, mutta aiemmin käsiteltyä T-kytkentää ja usean transistorin aktiivitoteutuksia parempi.

5.3 Takaisinkytkentäkondensaattorit

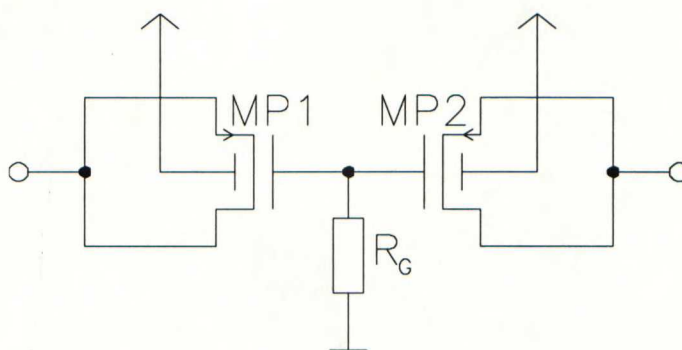
Takaisinkytkentäkondensaattoreiden toteutuksessa ainoa mahdollisesti ongelmallinen asia on kapasitanssiltaan riittävän suurten kondensaattoreiden aikaansaaminen. Kuten jaksossa 4.3.1 havaittiin, olisi signaali-kohinasuhteen optimoinnin kannalta parasta, että jännite V_B olisi mahdollisimman suuri ja takaisinkytkentävästukset R_f vastaavasti mahdollisimman pieniä. Jotta tällöin siirtofunktion kulmataajuus (yhtälö (3.25)) saataisiin riittävän pieneksi, tulee kondensaattoreiden olla riittävän suuret. Tällä perusteella mahdollisimman suuret takaisinkytkentäkondensaattorit olisivat optimaaliset. Kun kuitenkin V_B :tä ei voida kasvattaa mielivaltaisen suureksi, ei kondensaattoreidenkaan sitä tarvitse olla.

5.3.1 MOS-transistorin hilakapasitanssi

Mikäli käytössä olevassa prosessissa ei ole integroituja kondensaattoreita tai niitä ei jostain syystä haluta käyttää, voidaan takaisinkytkentäkondensaattorit toteuttaa MOS-transistorin hilakapasitanssin avulla. Vaikka integroidut kondensaattorit olisivatkin käytettävissä, voi hilakapasitanssi silti olla pinta-alatarpeen kannalta tehokkaampi ratkaisu.

Kelluvan kondensaattorin toteutus on esitetty kuvassa 5.4 [53]. Toteutuksessa kaksi pMOS-transistoria on kytketty hiloistaan yhteen ja siitä edelleen vastuksen kautta maahan. Tämä varmistaa sen, että transistorit ovat vahvassa inversiossa (lineaarialueella, koska niiden $V_{DS} = 0$), jolloin niiden hilan ja käyttöjännitteeseen kytketyn n-altaan välinen kapasitanssi on pieni. Tarkemmin [28]

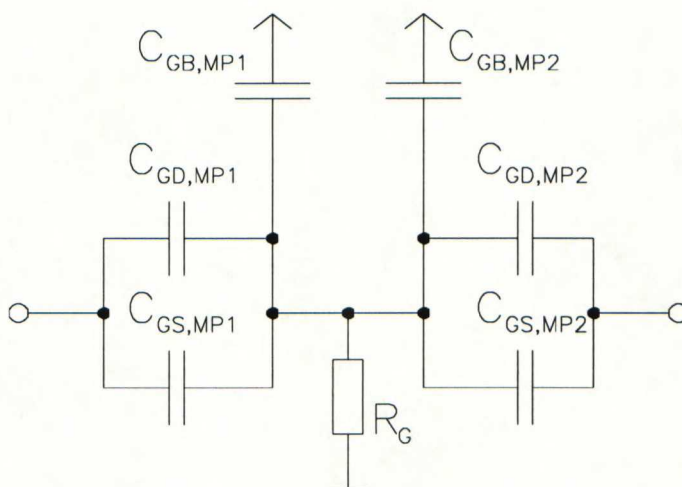
$$\begin{aligned} C_{GD} &= CGDO \cdot W + 0,5 \cdot C_{OX} \cdot W \cdot L \\ C_{GS} &= CGSO \cdot W + 0,5 \cdot C_{OX} \cdot W \cdot L \\ C_{GB} &= CGBO \cdot L. \end{aligned} \tag{5.7}$$



Kuva 5.4: Kelluva MOSFET-kondensaattori.

Tässä $CGBO$ on hilan ulottumisesta kanavan yli aiheutuva kapasitanssi sen ja bulk-terminaalin välillä; muut symbolit ovat samoja kuin aiemmin.

Yhtälöistä nähdään, että suurin osa kapasitanssista muodostuu hilan ja oikosuljettujen nielun sekä lähteen välille. Kapasitanssit voidaan mallintaa kuvan 5.5 mukaisella sijaiskytkennällä. Vastuksen R_G tulee olla niin suuri, että se ei vaikuta varausvahvistimen siirtofunktioon eikä kohinaominaisuuksiin merkittävästi. Tämän vastuksen toteuttaminen on kuitenkin suoraviivaista, koska sen yli oleva jännite on hyvin pieni eikä vastusarvon tarvitse olla tarkkaan määritelty.



Kuva 5.5: Kelluvan MOSFET-kondensaattorin sijaiskytkentä.

5.3.2 Integroitu kondensaattori

Analogia- ja sekasignaaliipiirien toteuttamiseen tarkoitetuissa CMOS-prosesseissa on puhtaista digitaaliprosesseista poiketen käytössä yksi tai useampia erilaisia hyvälaatuisia kondensaattoreita. Hyvälaatuisuudella tarkoitetaan tässä tapauksessa hyvää

lineaarisuutta, suurta kapasitanssitiheyttä (kapasitanssi pinta-alayksikköä kohden), matalaa lämpötilariippuvuutta ja hyvää suhteellista (kahden kondensaattorin välisen suhteen) toleranssia. [28]

Integroidut analogiakondensaattorit muodostetaan yleensä joko kahden polypiikeroksen välille käyttäen eristeenä termisesti kasvatettua piidioksidia (ns. poly-poly-kondensaattori) tai polypiikeroksen ja vahvasti seostetun puolijohdekerroksen välille (ns. MOS-kondensaattori). Molemmat vaihtoehdot vaativat ylimääräisiä prosessivaiheita standardiin CMOS-prosessiin verrattuna. Lisäksi eri johdekerrosten välisiä kapasitansseja (metalli-polypii tai metalli-metalli) voidaan käyttää kondensaattoreina ilman ylimääräisiä prosessivaiheita. [28]

Sekä poly-poly-kondensaattoreilla että MOS-kondensaattoreilla päästään hyvään suhteelliseen toleranssiin. MOS-kondensaattorilla päästään yleensä suurimpaan kapasitanssitiheyteen, mutta samalla sen puolijohde-elektrodin yhteyteen muodostuva parasiittinen kapasitanssi substraattiin on verraten suuri. Johdekerrosten väliset kapasitanssit ovat tiheydeltään pieniä ja niiden suhteellinen toleranssi on poly-poly- ja MOS-kondensaattoreita huonompi. [28]

Kaikki mainitut kondensaattorityypit käyvät varausvahvistimen takaisinkytkentä-kondensaattoreiden toteuttamiseen. Jos kondensaattorin toisella elektrodilla on selvästi suurempi parasiittinen kapasitanssi kuin toisella, kannattaa se sijoittaa varausvahvistimen lähtöön, koska operaatiovahvistimen kaistanleveys on yleensä kohinaoptimoinnista johtuen enemmän kuin riittävä. Varausvahvistimen tulossa kapasitanssi aiheuttaisi ylimääräisen parasiittisen kapasitanssin korkeaimpedanssiseen tuloon.

Luku 6

Suunniteltu varausvahvistin

Teorian todentamiseksi suunniteltiin ja toteutettiin integroitu varausvahvistin ole-massaolevan kapasitiivisen anturin lukemiseen. Anturi on bulk-mikromekaaninen differentiaallinen kapasitiivinen anturi. Suunnittelu tehtiin taulukon 6.1 mukaisten määritysten pohjalta.

Taulukko 6.1: Suunnittelumääritykset.

Käytettävä prosessi:	0,7 μm :n CMOS, 2 johdinmetallia, 2 polypiikerrosta, korkearesistii-viset polypiivastukset ja analo-giakondensaattorit käytettävissä.
Käyttöjännite:	+5 V
Signaalitaajuus:	8 kHz
Signaalikaista:	100 Hz (7,95 kHz ... 8,05 kHz)
Pienin mitattava kapasitanssimuutos:	1 aF
Dynamiikka:	+60 dB
Pienin mahdollinen vuotovastus:	0,5 G Ω
Suurin mahdollinen vuotovastusten ero:	20 %
Suurin sallittu keskielektrodin jännite:	noin +7 V

Kaikki tässä luvussa kuvatut optimoinnit ja simuloinnit tehtiin käytetyn prosessin transistorien tyypillisiä parametreja kuvaavilla BSIM3v3-malleilla [42] huoneen-lämmössä (300 K). Prosessivaihteluiden vaikutuksen huomioimiseksi ja toiminnan varmistamiseksi simulaatiot tehtiin myös parametrien eri ääriarvoilla, samoin kuin lämpötila-alueen ääripäissä. Näiden simulaatioiden tuloksia ei ole kuitenkaan esitet-ty tässä yhteydessä.

6.1 Yleistä

Suunnittelu aloitettiin takaisinkytkentäkomponenttien arvojen valitsemisesta ja niiden aiheuttaman kohinan arvioimisesta. Suurimmat suunnitteluhaasteet muodostuivat signaalin matalasta taajuudesta sekä suurehkosta vuotovirrasta.

Keskielektrodin jännitteeksi valittiin $+5\text{ V}$, koska paljon suurempaa ei anturin ominaisuuksien vuoksi voida käyttää. Käyttöjännitteen ollessa $+5\text{ V}$ valittiin tulon yhteismuotoiseksi jännitteeksi $V_{CM} = +2,5\text{ V}$. Tällöin anturin yli olevaksi jännitteeksi muodostuu $V_B = 2,5\text{ V}$. Operaatiovahvistimen suurimman sallitun tulon ja lähdön välisen siirrosjännitteen arvioitiin olevan $V_{OFF,max} = 1\text{ V}$.

Pahimmassa tapauksessa anturin aiheuttaman vuotovirran suuruus on näiden arvojen perusteella $2,5\text{ V}/0,5\text{ G}\Omega = 5\text{ nA}$. Varausvahvistimen tulon ESD-suojadiodien suurimmaksi mahdolliseksi vuotovirraksi arvioitiin myös noin 5 nA . Näin suurin mahdollinen vuotovirta on yhteensä noin 10 nA .

Jos nyt suurimmaksi sallituksi siirrosjännitteeksi asetetaan aiemmin mainittu 1 V , saadaan varausvahvistimen takaisinkytkentävastusten suurimmaksi kooksi $R_f = 1\text{ V}/10\text{ nA} = 100\text{ M}\Omega$. Koska signaalitaajuus on 8 kHz , olisi varausvahvistimen siirtofunktion kulmataajuus saatava noin 800 Hz :iin. Tästä saadaan C_f :n minimikooksi noin 2 pF , joka on helposti toteutettavissa.

Kun näistä arvoista lasketaan yhtälön (4.41) avulla vuoto- ja takaisinkytkentävastusten aiheuttama kohinakapasitanssi signaalikaistan yli integroituna, saadaan tulokseksi noin $1,59 \cdot 10^{-18}\text{ F}$. Havaitaan, että pelkästään näiden komponenttien tuottama kohina ylittää määritysten mukaisen herkkyyksivaatimuksen, eikä sitä näin ollen pystytä saavuttamaan ainakaan suurimmalla mahdollisella vuotovirran arvolla.

Huomattavaa on, että yhtälön (4.44) mukainen kohinakapasitanssin minimi on signaalikaistan yli integroituna noin $7,94 \cdot 10^{-19}\text{ F}$, eli puolet edellä lasketusta arvosta. Tämän saavuttaminen vaatisi kuitenkin yhtälön (4.42) mukaisesti jännitteen $V_B = 5\text{ V}$ eli $V_{MID} = 7,5\text{ V}$, joka on hieman yli suurimman sallitun, ja lisäksi sen, että kaikki muut vuotovirtalähteet paitsi R_D jätettäisiin huomiotta.

Käytännössä $100\text{ M}\Omega$:n suuruista integroitua vastusta, jonka ylitse voisi olla 1 V :n jännite, ei onnistuttu toteuttamaan ilman, että kohinan määrä olisi kasvanut runsaasti. Toteutus olisi ollut mahdollista jakson 5.2.2 mukaisella T-kytkennällä ja jakson 5.2.3 mukaisilla aktiivisilla toteutuksilla, mutta kuten ao. jaksoissa on mainittu, on molempien kohina liian suuri. Tästä syystä päädyttiin käyttämään 10 pF :n suuruisia takaisinkytkentäkondensattoreita, jotka ovat vielä toteutettavissa. Nyt takaisinkytkentävastusten resistanssien on oltava vähintään $20\text{ M}\Omega$, jotta 800 Hz :n kulmataajuus saavutettaisiin.

Kun tästä lasketaan yhtälön (4.41) avulla integroimalla vastusten aiheuttama kohinakapasitanssi, saadaan tulokseksi noin $3,30 \cdot 10^{-18}\text{ F}$. Määritysten herkkyyksivaatimuksen mukainen kohinataso ylittyy siis noin kolminkertaisesti. On kuitenkin huomattava, että koska vuotovirta ei nyt rajoita takaisinkytkentävastusten resistanssia,

voidaan sitä mahdollisuuksien mukaan kasvattaa, jolloin kohinakapasitanssi vastaa-
vasti pienee.

Tästä lyhyestä analyysistä havaitaan, että takaisinkytkentävästukset olisi pyrittävä
mitoittamaan mahdollisimman suuriksi vuotovirtavaatimus huomioiden. Edelleen
havaitaan, että määritysten asettamasta herkkyyksivaatimuksesta on tingittävä.

Jälleen yhtälön (4.44) mukainen kohinakapasitanssin minimi on signaali-
kaistan yli integroituna noin $3,30 \cdot 10^{-19} F$. Tämä vaatisi kuitenkin jännitteen $V_B = 25 V$ eli
 $V_{MID} = 27,5 V$, joka on jo huomattavasti yli suurimman sallitun. Samoin R_D :n
lisäksi kaikki muut vuotovirtalähteet tulisi jättää huomiotta.

6.2 Operaatiovahvistin

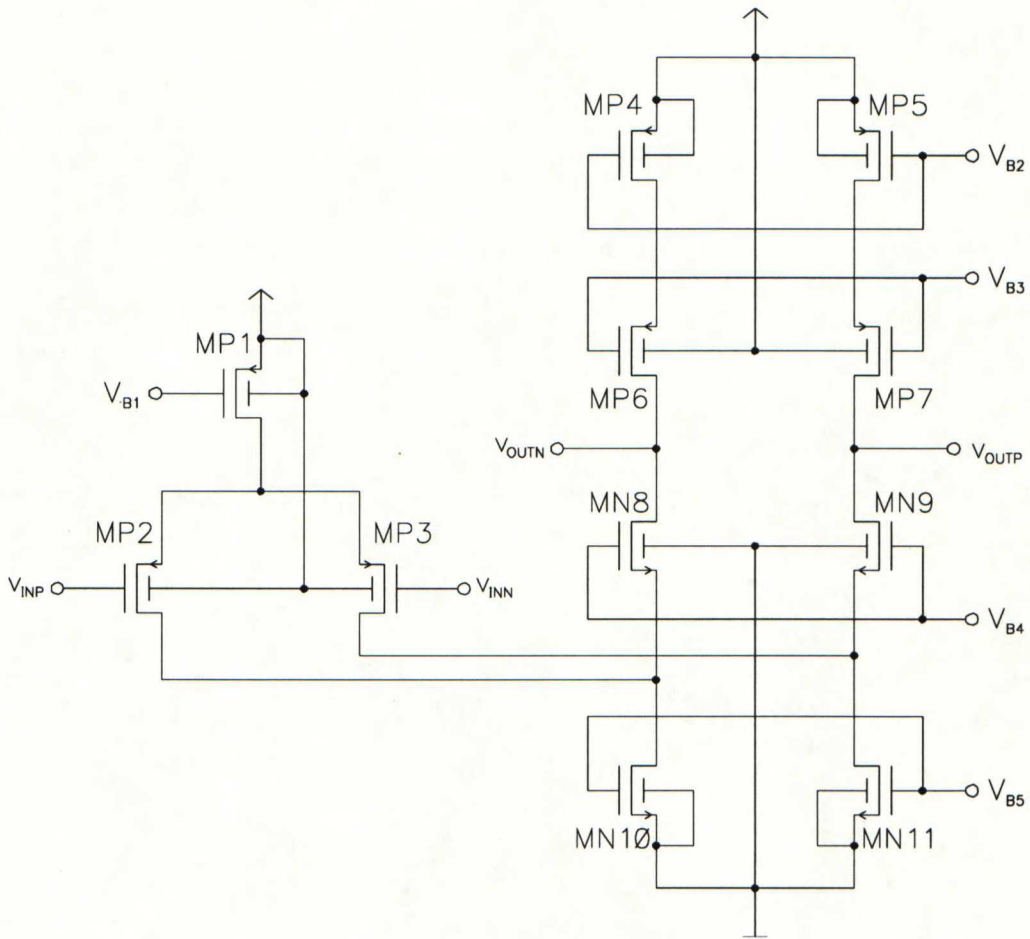
Kuten aiemmin jaksossa 5.1 todettiin, valittiin käytettäväksi operaatiovahvistimeksi
yksiasteinen folded cascode -vahvistin. Vahvistimen topologia on esitetty uudelleen
kuvassa 6.1. Vahvistimen tuloparin esivirraksi (MP1:n kanavavirta) valittiin $500 \mu A$.
Tämän jälkeen suoritettiin numeerinen kohinaoptimointi jaksossa 4.1.3 kuvatulla
tavalla.

Optimoinnissa käytettiin taulukon 6.1 määrittämisistä saatavia anturin kapasitan-
sin ja vuotovastusten arvoja ($C_D = 1 pF$ ja $R_D = 0,5 G\Omega$) sekä signaalitaajuutta
($f = 8 kHz$), aiemmin valittua takaisinkytkentäkapasitanssin arvoa ($C_f = 10 pF$)
ja $800 Hz$:n suuruisen $-3 dB$:n taajuuden antavaa R_f :n arvoa. Todellisuudessa sekä
 R_D että R_f poikkeavat jonkin verran näistä, mutta kuten jaksossa 4.1.3 todettiin,
eivät ne vaikuta kohinaoptimoinnin lopputulokseen kovin paljoa. Optimointi tehtiin
Matlab-ohjelmalla [54].

Optimointitulokset on esitetty taulukossa 6.2 sekä pMOS- että nMOS-tuloparille.
Nähdään, että pMOS-tuloparilla saavutetaan noin kymmenen kertaa pienempi ko-
hinan tehoteho kuin nMOS-tuloparilla, joten pMOS-tuloparin käyttö on perustel-
tua. Jaksossa 4.1.3 mainittiin, että $1/f$ -kohinan määrä pienenee kanavan pituuden
kasvaessa, kun taas termisen kohinan määrä pienenee kanavan pituuden pienetes-
sä. Optimointituloksista nähdään, että pMOS-tuloparilla kohinaminimi saavutetaan
minimikanavanpituudella (terminen kohina dominoi), kun taas nMOS-tuloparilla ka-
navan optimipituus on minimiä suurempi ($1/f$ -kohina dominoi).

Taulukko 6.2: Kohinaoptimoinnin tulokset.

Transistorityyppi:	pMOS	nMOS
Optimi L :	$0,7 \mu m$	$3,5 \mu m$
Optimi W :	$6328,3 \mu m$	$1801,9 \mu m$
Kohinan tehoteho ($f = 8 kHz$):	$4,52 \cdot 10^{-18} V^2/Hz$	$5,53 \cdot 10^{-17} V^2/Hz$

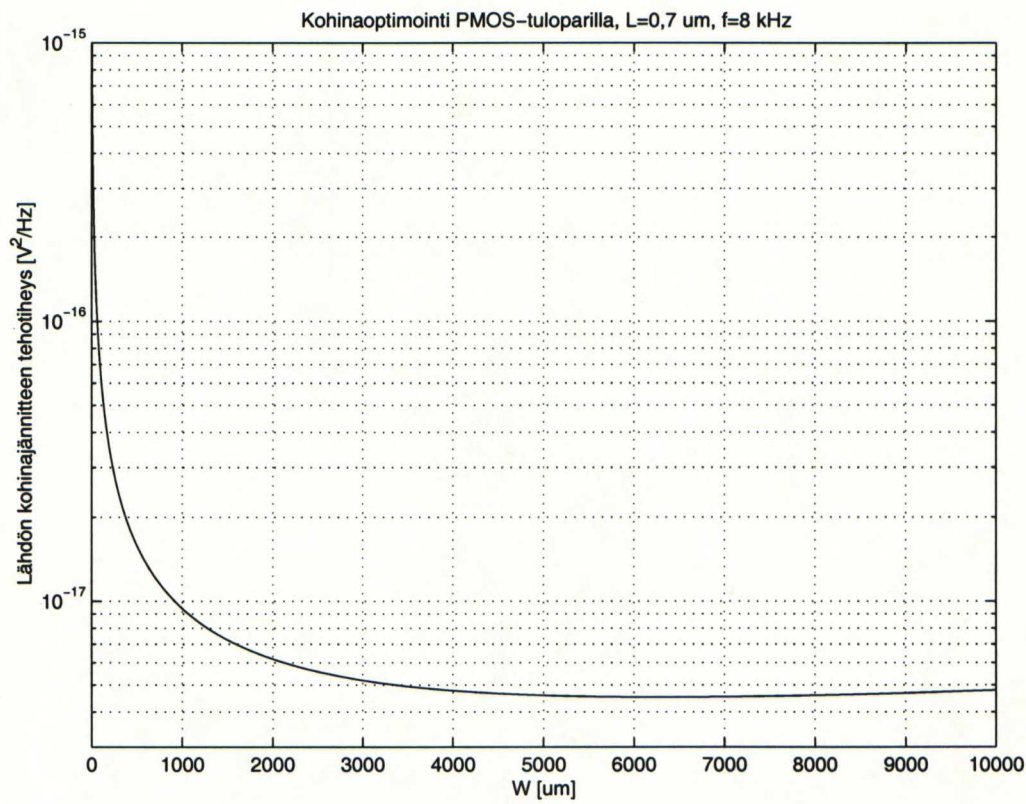


Kuva 6.1: Täysdifferentialisen folded cascode -operaatiovahvistimen rakenne.

Kuvassa 6.2 on esitetty varausvahvistimen lähdössä näkyvän kohinajännitteen tehotiheys kanavan leveyden funktiona taajuudella $f = 8 \text{ kHz}$, kun käytetään pMOS-tuloparia ja kanavan pituus on $0,7 \mu\text{m}$. Muut parametrit ovat kuten edellä. Kuvan Y-akseli on logaritminen.

Kuvasta nähdään, että kohinajännitteen tehotiheys ei ole minimin ympärillä kovin herkkä transistorin leveyden vaihtelulle. Vasta huomattavasti alle $1000 \mu\text{m}$:n leveyksillä kohinan määrä alkaa kasvaa voimakkaasti. Tämä on tärkeä havainto, koska optimoinnin perusteella saatu tulotransistorin leveys (lähes $6,5 \text{ mm}$) on epäkäytännöllisen suuri.

Lopullisessa toteutuksessa valittiin tuloparin mitoiksi $L = 0,7 \mu\text{m}$ ja $W = 800 \mu\text{m}$. Matlab-optimoinnin perusteella tällä leveydellä päädytään noin 2,4 kertaa suurempaan kohinatehotiheyteen kuin optimikoolla. Optimiarvosta poikettiin näin paljon ensinnäkin siksi, että transistorin kanavanleveys saatiin käytännöllisen kokoiseksi ja toiseksi siksi, että lopullisessa toteutuksessa operaatiovahvistimen tuloparin kohinan osuus kokonaiskohinasta ei ole lopulta kovin suuri edes näin kaukana optimista.



Kuva 6.2: Kohinaoptimointi pMOS-tuloparilla.

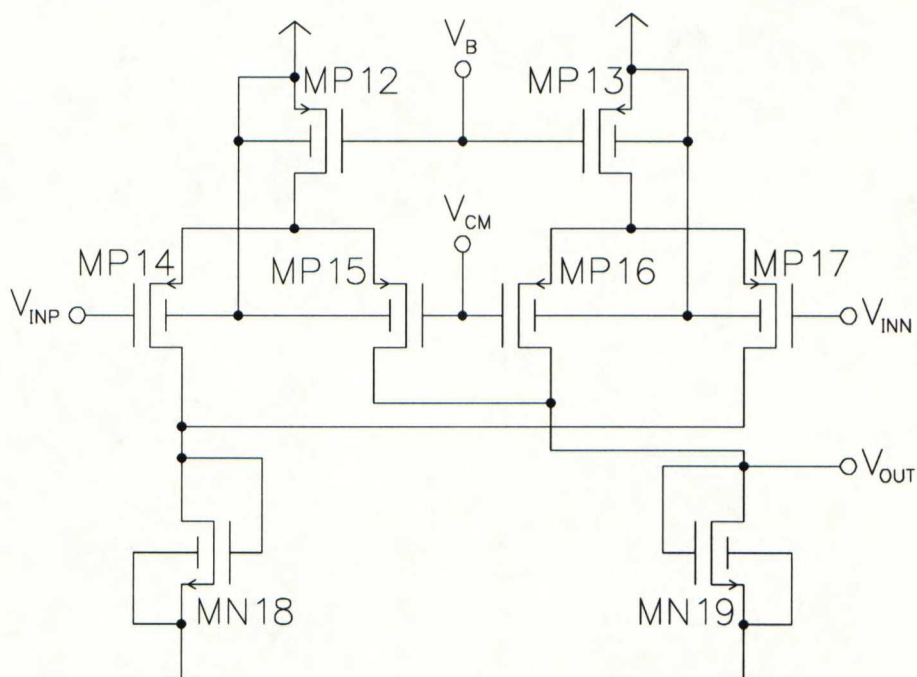
Operaatiovahvistimen kaskadihaarojen esivirroiksi (MP4:n ja MP5:n kanavavirrat) valittiin $100\text{ }\mu\text{A}$ kummallekin. Vahvistimen kaikkien transistoreiden mitat on esitetty taulukossa 6.3.

Taulukko 6.3: Operaatiovahvistimen transistoreiden mitoitus.

Transistori	$W\text{ }[\mu\text{m}]$	$L\text{ }[\mu\text{m}]$
MP1	200,0	2,0
MP2, MP3	800,0	0,7
MP4, MP5	100,0	2,0
MP6, MP7	100,0	1,0
MN8, MN9	35,0	1,0
MN10, MN11	200,0	2,0

Yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkentä toteutettiin kuvan 6.3 mukaisella piirillä. Piirin tulot (V_{INP} ja V_{INN}) kytkettiin jakson 3.4.2 mukaisesti operaatiovahvistimen tuloihin ja lähtö (V_{OUT}) operaatiovahvistimen jännitteeseen V_{B5} . Jännite

V_{CM} asetetaan 2,5 V:iin, eli siihen arvoon, mihin tulon yhteismuotoisen jännitteen halutaan asettuvan. CMFB-piirin mitoitus on esitetty taulukossa 6.4.



Kuva 6.3: Yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkentäpiirin rakenne.

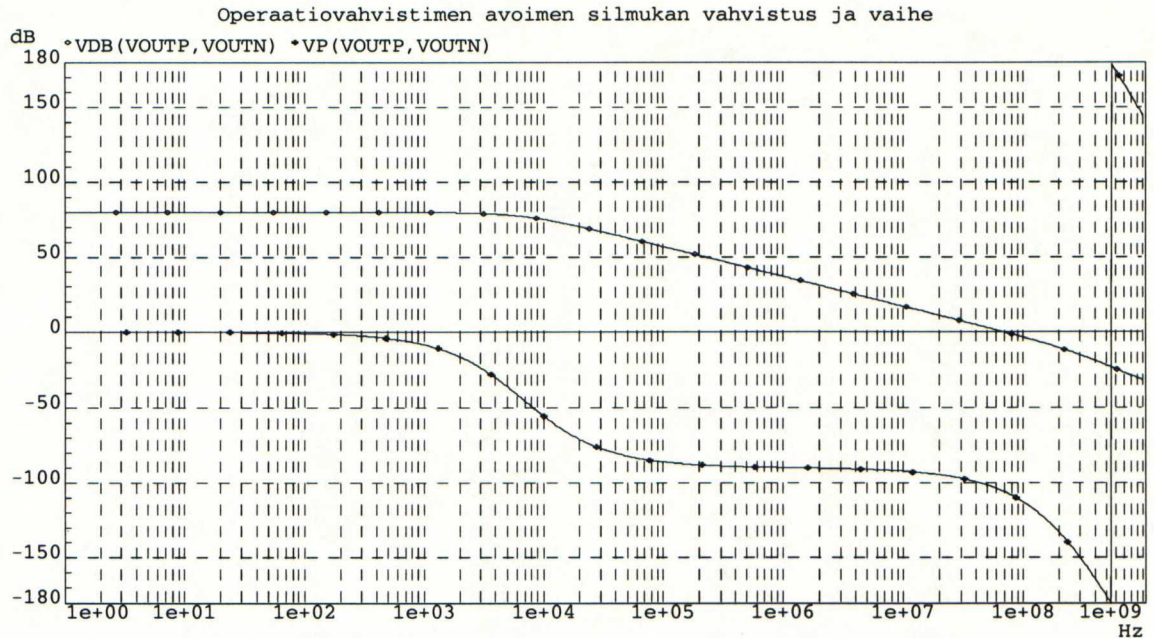
Taulukko 6.4: Yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkentäpiirin transistoreiden mitoitus.

Transistori	W [μm]	L [μm]
MP12, MP13	20,0	2,0
MP14, MP15, MP16, MP17	100,0	0,7
MN18, MN19	12,6	2,0

Operaatiovahvistimen lopullinen piirikaavio toimintapisteen asettelupiireineen on esitetty liitteen E kuvissa E.1 ja E.2. Komponenttien mitoitus on taulukossa E.1. Vahvistimeen on lisätty kaksi $1 pF$:n kondensaattoria (CCP ja CCN) kompensoidaan yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkentäsilmukkaa ja varmistamaan näin sen stabiilisuutta. Samalla ne kasvattavat vahvistimen lähdön kuormaa ja pienentävät siten myös eromuotoisen avoimen silmukan vahvistuksen kaistanleveyttä.

Operaatiovahvistimen avoimen silmukan vahvistuksen ja vaiheen simuloimiseksi on vielä laskettava sen lähdössä näkyvä ulkoinen kuorma. Anturin ja takaisinkytkentäkondensaattorin aiheuttama kuorma saadaan yhtälöstä (5.2) sijoittamalla siihen kyseiset kapasitanssiarvot. Tulos on $C_L \approx 0,9 pF$. Stabiilisuuden varmistamiseksi

lisättiin molempiin lähtöihin vielä 4 pF :n ylimääräinen kuorma, jolloin kokonaiskuormaksi saadaan molempiin lähtöihin noin 5 pF . Avoimen silmukan vahvistus ja vaihe on esitetty kuvassa 6.4.



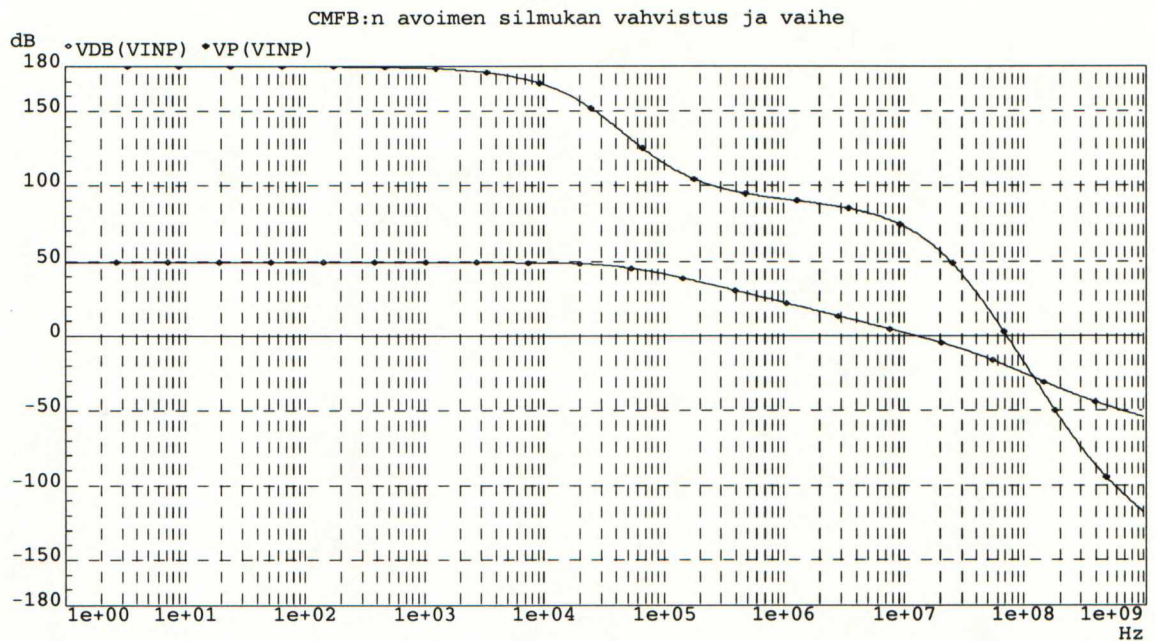
Kuva 6.4: Operaatiovahvistimen avoimen silmukan vahvistus ja vaihe.

Seuraavaksi simuloidaan yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkennän avoimen silmukan vahvistus ja vaihe. Simulointi tehdään samalla lisäkuormalla kuin aiemmin (4 pF molemmissa lähdöissä). Simuloinnissa käytetty kytkentä ja sen toimintaperiaate on esitelty liitteessä F. Yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkennän avoimen silmukan vahvistus ja vaihe on esitetty kuvassa 6.5. Sekä operaatiovahvistimen että yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkennän simulointitulokset on esitetty lisäksi taulukossa 6.5.

6.3 Takaisinkytkentäkomponentit

Takaisinkytkentäkondensaattoreiden toteutus on suoraviivaista, koska prosessissa on käytettävissä hyvälaatuiset analogiakondensaattorit. Sen sijaan takaisinkytkentävastusten toteuttaminen on haastavampaa, kuten jo aiemmin todettiin. Toteutuksessa päädyttiin vaadittavan pinta-alan ja kohinaominaisuuksien perusteella jakson 5.2.4 mukaiseen yhdellä MOS-transistorilla toteutettuun takaisinkytkentävas- tukseen. Käytetty kytkentä on esitetty kuvassa 6.6, ja transistoreiden mitoitus tau- lukossa 6.6.

Vastuksen simuloitu virta-jännite-riippuvuus on esitetty kuvassa 6.7. Kuvasta nä- dään, että virran ollessa positiivinen (V_I :stä V_O :hon), on vastus suhteellisen lineaari-



Kuva 6.5: Yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkennän avoimen silmukan vahvistus ja vaihe.

Taulukko 6.5: Operaatiovahvistimen simulaatiotulokset.

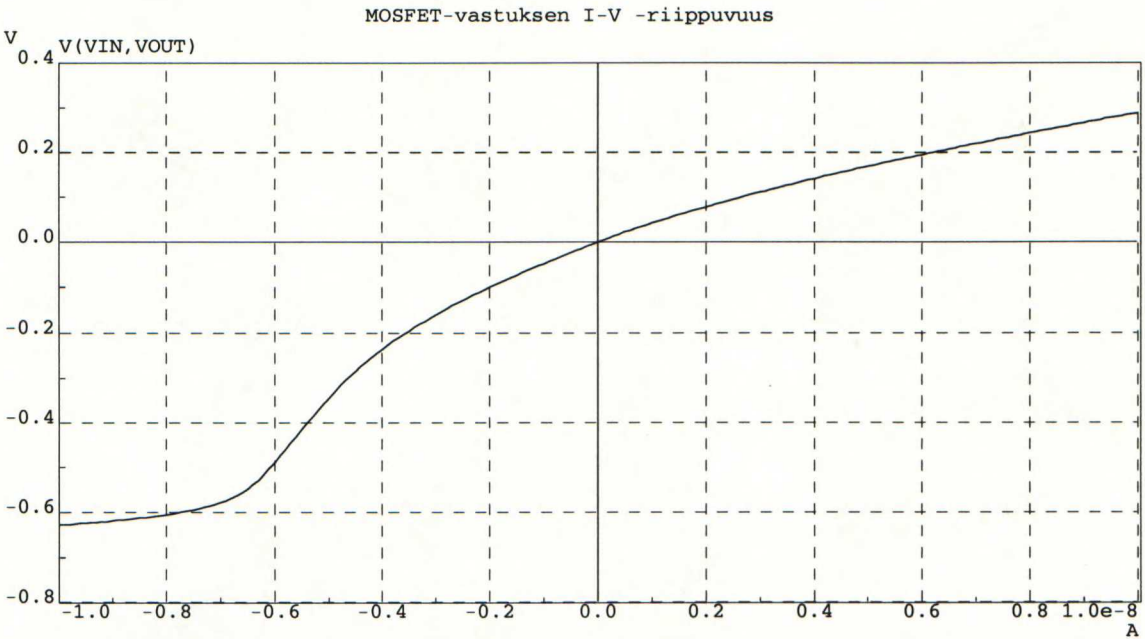
Operaatiovahvistin:

DC-vahvistus:	+80 dB
-3 dB:n piste:	7 kHz
Yksikkövahvistuksen rajataajuus:	69 MHz
Vaihevara:	74°
Vahvistusvara:	23 dB

Yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkentä:

DC-vahvistus:	+49 dB
-3 dB:n piste:	47 kHz
Yksikkövahvistuksen rajataajuus:	13 MHz
Vaihevara:	64°
Vahvistusvara:	20 dB

nen. Negatiivisilla virroilla (V_O :sta V_I :hin) vastus on aluksi kohtuullisen lineaarinen, mutta sitten lähteen ja n-altaan välinen diodi alkaa johtaa ja vastuksen resistanssi putoaa jyrkästi, kuten luvussa 5.2.4 selvitettiin. Tilannetta parantaa kuitenkin se, että anturielementin aiheuttama vuotovirta on aina positiivista (varausvahvistimen sisään). Ainoat negatiivisen virran lähteet ovat ESD-suojadiodit, joiden virrat



Kuva 6.7: MOSFET-vastuksen virta-jännite-riippuvuus.

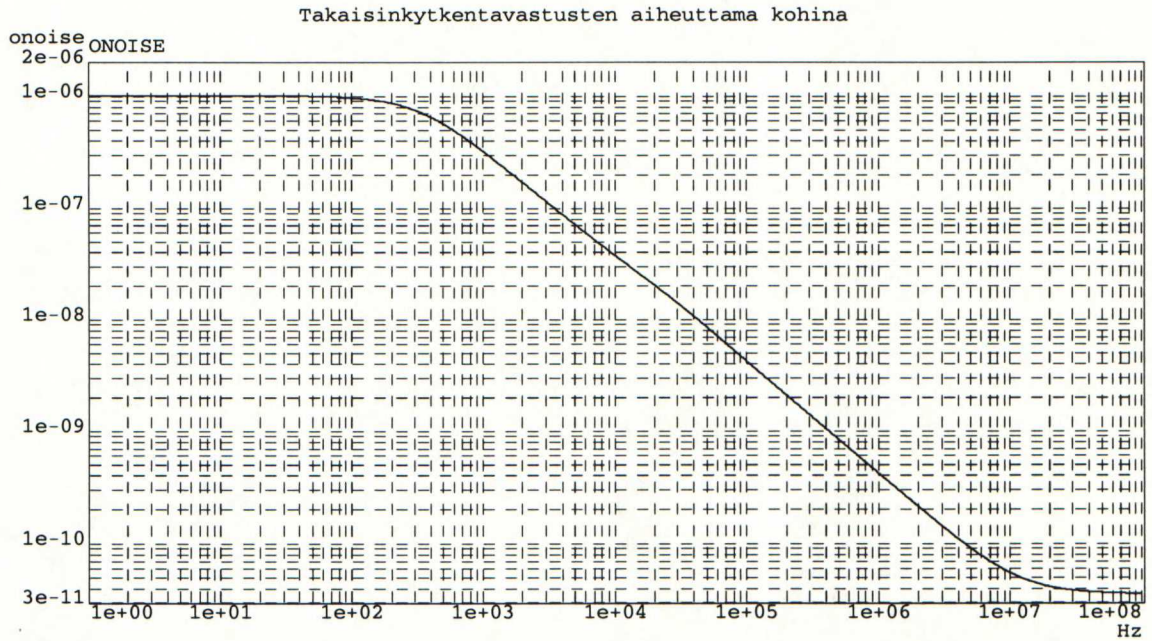
Jos simulaatio tehdään muodostamalla MPF2 kymmenestä rinnakkain kytkettyä MPF1:n kokoisesta transistorista ja MNF kymmenestä rinnakkain kytketystä MNF3:n kokoisesta transistorista säilyvät pituuksien ja leveyksien suhteet oikeina ja simulaatiosta saadaan vuotovirrattomaksi differentiaalisiksi resistanssiksi $22,5\text{ M}\Omega$, joka vastaa kaavan (5.6) antamaa tulosta huomattavasti paremmin, mutta on edelleen sitä selvästi suurempi.

Taulukko 6.7: MOSFET-vastuksen differentiaalinen resistanssi eri vuotovirran arvoilla.

Vuotovirta [nA]	Resistanssi [MΩ]
10,0	21,4
7,5	23,7
5,0	27,0
2,5	32,7
0	46,2
-2,5	59,7

Kuvassa 6.8 on esitetty varausvahvistimen lähdössä näkyvä pelkistä takaisinkytkentävastuksista aiheutuva kohinajännitteen tiheys (yksiköissä V/\sqrt{Hz}). Taajuudella $f = 8\text{ kHz}$ tehotiheys on $2,16 \cdot 10^{-15}\text{ V}^2/\text{Hz}$. Taulukon 6.7 vuotovirrattoman tapauksen differentiaalisella resistanssilla ($46,2\text{ M}\Omega$) yhtälöstä (4.33) laskettu tehoti-

heys on vastaavasti $2,83 \cdot 10^{-15} \text{ V}^2/\text{Hz}$. Teorian mukainen ja simuloitu arvo vastaavat siis toisiaan kohtuullisen hyvin.



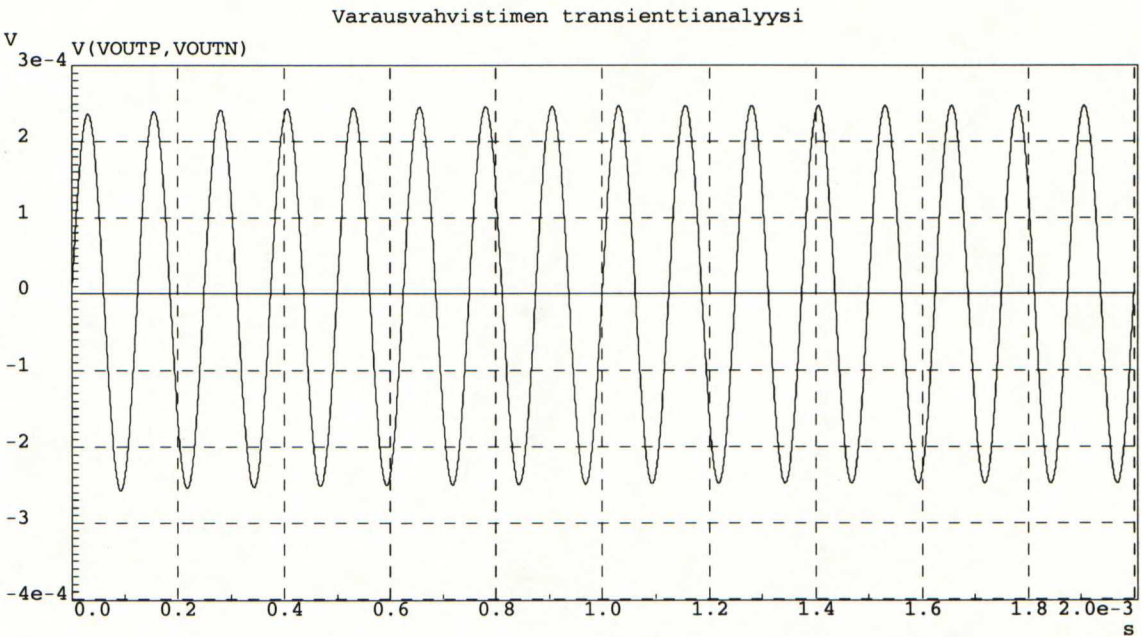
Kuva 6.8: Takaisinkytkentävastusten kohina.

Kahden noin $40 \text{ M}\Omega$:n polypii-vastuksen toteuttaminen olisi vienyt käytetyllä prosessilla yli nelinkertaisesti pinta-alaa nyt toteutettuihin MOSFET-vastuksiin verrattuna. Lisäksi polypii-vastusten tapauksessa ongelmaksi olisi mahdollisesti muodostunut suuren vastusrakenteen aiheuttama parasiittinen kapasitanssi.

6.4 Varausvahvistin

Koko varausvahvistimen piirikaavio on esitetty liitteen E kuvassa E.3. Komponenttien mitoitus on taulukossa E.2. Haluttaessa simuloida varausvahvistimen toimintaa kapasitiivisen anturin kanssa tarvitaan anturin mallintamiseksi ajan mukana muuttuvan kapasitanssin malli. Spice ei sisällä suoraan tällaista komponenttia; yksi mahdollinen malli on esitetty liitteessä G. Kuvassa 6.9 näkyy varausvahvistimen differentiaalinen ulostulojännite, kun anturin kiinteä kapasitanssi on 1 pF ja ajan mukana muuttuvan kapasitanssin amplitudi 1 fF . Kuvan mukaan siirtofunktio kapasitanssista jännitteeksi on $244 \cdot 10^9 \text{ V/F}$; kaavan (3.25) mukaan laskettuna se on $248,25 \cdot 10^9 \text{ V/F}$. Siirtofunktion arvo ei muutu simulaatioiden mukaan, vaikka kapasitanssin kiinteää osaa muuteltaisiin tai anturin rinnalle kytkettäisiin vuotovastus. Simulaatiotulokset vastaavat siis luvussa 3 esitettyä teoriaa.

Varausvahvistimen ulostulossa näkyvän kohinajännitteen simuloimalla saatu tiheys ilman vuotovirtoja on esitetty kuvassa 6.10. Taulukossa 6.8 on puolestaan esitetty

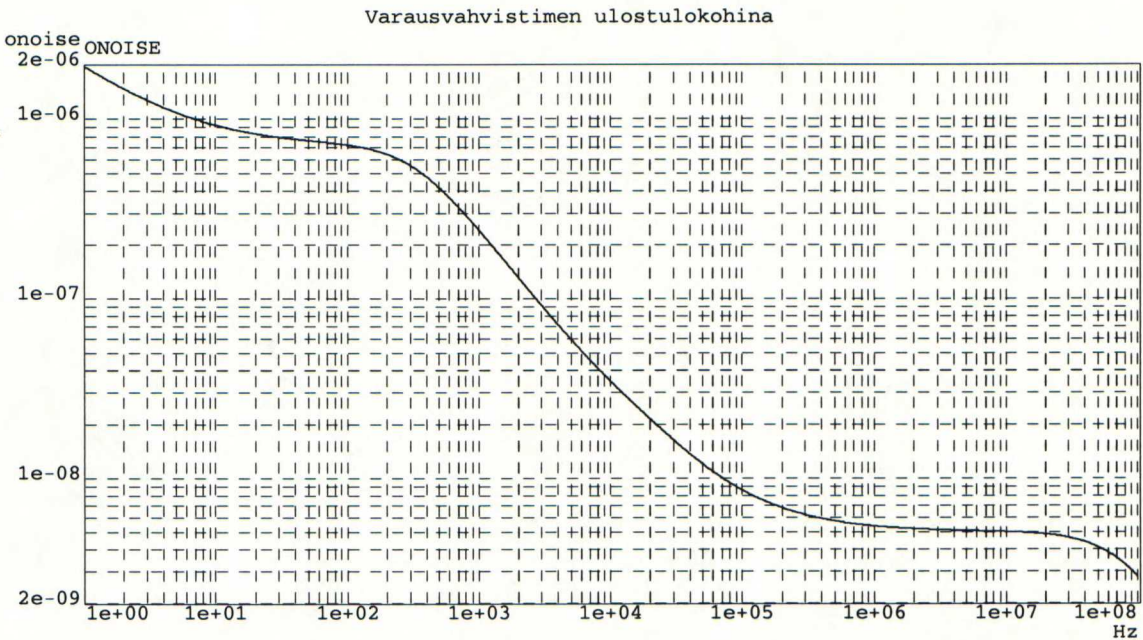


100 Hz:n signaalikaistan yli integroidun kohinajännitteen suuruus eri vuotovirtojen arvoilla. Tuloksista nähdään, että kohinakapasitanssi on noin 2–3,5 kertaa suurempi kuin määritysten asettama vaatimus. Vaikka $-2,5\text{ nA}$:n vuotovirralla takaisinkytkentävastuksen differentiaalinen resistanssi kasvaa taulukon 6.7 mukaan, kasvaa kohina verrattuna vuotovirrattomaan tapaukseen. Tämä voi johtua mahdollisesti myötäsuuntaan jännitetyn lähteen ja n-altaan välisen diodin tuottamasta ylimääräisestä kohinasta, vaikkei kyseinen diodi vielä johdakaan.

Taulukko 6.8: Varausvahvistimen ulostulon kohinajännite signaalikaistalla.

Vuotovirta [nA]	Kohinajännite [V]	Kohinakapasitanssi [F]
10,0	$8,73 \cdot 10^{-7}$	$3,52 \cdot 10^{-18}$
7,5	$8,06 \cdot 10^{-7}$	$3,25 \cdot 10^{-18}$
5,0	$7,31 \cdot 10^{-7}$	$2,94 \cdot 10^{-18}$
2,5	$6,42 \cdot 10^{-7}$	$2,59 \cdot 10^{-18}$
0	$5,25 \cdot 10^{-7}$	$2,11 \cdot 10^{-18}$
-2,5	$6,42 \cdot 10^{-7}$	$2,59 \cdot 10^{-18}$

Taulukossa 6.9 on esitetty eri transistoreiden vaikutus signaalikaistan yli integroi-
tuun kohinajännitteeseen tapauksessa, jossa vuotovirtoja ei ole. Taulukon transisto-
reista kertyy noin 99 % ulostulossa näkyvästä kokonaiskohinasta. Nähdään, että suu-
rin osa kokonaiskohinasta syntyy takaisinkytkentävastuksissa MPFP1 ja MPFN1 se-
kä operaatiovahvistimen transistoreissa MN10 ja MN11. Nähdään myös, että operaatio-



Kuva 6.10: Varausvahvistimen ulostulon kohinajännitteen tiheys.

tiovahvistimen tuloparin tuottaman kohinan osuus on kohinaoptimoinnin ansiosta alle 2 % kokonaiskohinasta. Tulokset vastaavat hyvin teoriaa, poislukien se, että takaisinkytkentävastuksen toimintapisteen asettelutransistoreiden MNFP3 ja MNFN3 kohinaa ei ole teoriassa huomioitu. Niiden osuus on yhteensä yli 10 % kokonaiskohinasta, eli verraten merkittävä.

Taulukko 6.9: Eri transistoreiden vaikutus kohinajännitteeseen signaali-kaistalla.

Transistori	Kohinajännitteen neliö [V ²]	Osuus kokonaiskohinasta [%]
MPFP1, MPFN1	9,21 · 10 ⁻¹⁴	33,4
MN10, MN11	2,60 · 10 ⁻¹⁴	9,42
MNFP3, MNFN3	1,55 · 10 ⁻¹⁴	5,61
MP2, MP3	2,59 · 10 ⁻¹⁵	0,94

Lopuksi voidaan vielä verrata operaatiovahvistimen tuloparin (transistorit MP2 ja MP3) lähtöön aiheuttaman kohinajännitteen suuruutta alussa suoritetusta kohinaoptimoinnista saatuihin tuloksiin. Optimoinnin perusteella saatu kohinajännitteen neliö signaali-kaistalla on noin 1,08 · 10⁻¹⁵ V², joka on hieman alle puolet simulatiosta saadusta tuloksesta. Ottaen huomioon optimoinnin yksinkertaistukset ja oletukset, voidaan todeta, että arvot vastaavat toisiaan kohtuullisen hyvin.

Luku 7

Mittaukset

Tässä luvussa esitellään suunnitellun varausvahvistimen mittauksiin käytetty ympäristö sekä saadut mittaustulokset. Samalla mittaustuloksia verrataan sekä teoriasta että simulaatioista saatuihin tuloksiin.

Varausvahvistimesta mitattiin takaisinkytkentävastusten virta–jännite-käyrät, operaatiovahvistimen yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkennän toimivuus eri vuotovirroilla, lähdön kohinajännitespektrit ja varausvahvistimen siirtofunktiot eri vuotovirroilla sekä tehonkulutus. Kaikki mittaukset suoritettiin huoneenlämpötilassa.

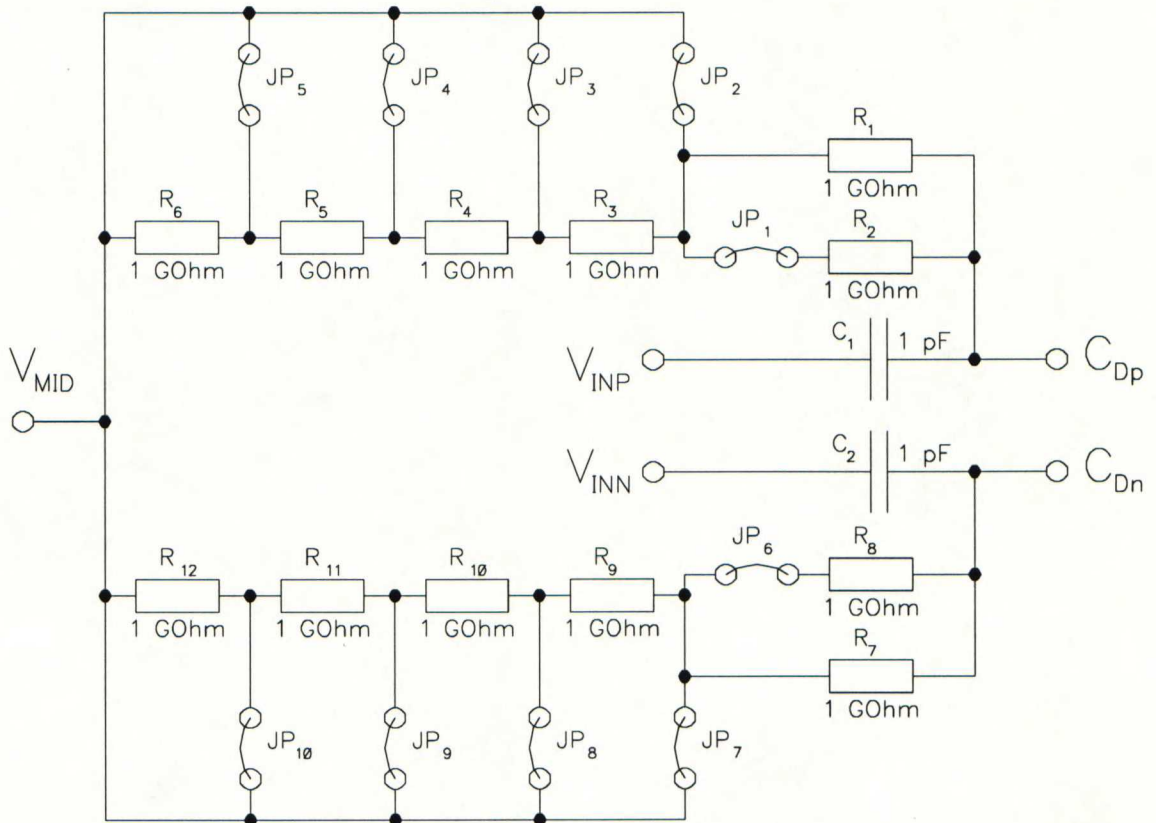
Valmistetun integroidun piirin mikroskooppikuva on esitetty liitteessä H. Mittauksia varten piiri koteloitiin 64-nastaiseen CQFP-tyyppiseen pintaliitoskoteloon (engl. ceramic quad flat pack, keraaminen litteä kotelo, jonka nastat ovat kaikilla neljällä sivulla) ja sen ympärille suunniteltiin ja rakennettiin tarvittava piirilevyelektroniikka. Valmiin, kalustetun piirilevyn valokuva on esitetty liitteessä I. Piirilevy suunniteltiin varausvahvistimen lisäksi muidenkin piirilohkojen mittauksiin ja on näin monimutkaisempi, kuin mitä sen tarvisi olla pelkkää varausvahvistinta varten.

Valmistetulle piirille toteutettiin kaksi samanlaista varausvahvistinta: toisen sisäänmeno on kytketty kotelon nastoihin ja sitä kautta piirilevylle, toisen sisäänmeno on kytketty kahteen integroituun 1 pF :n kondensaattoriin. Näin voidaan tutkia ulkoisiin kondensaattoreihin ja niiden kytkentään liittyvien epäideaalisuuksien vaikutusta varausvahvistimen lähdössä näkyvään kohinaan. Varausvahvistimet on merkitty liitteen H kuvaan. Yhden varausvahvistimen pinta-ala on noin $0,56\text{ mm}^2$.

7.1 Piirilevy

Piirilevyn varausvahvistimen mittauksiin käytetty osa koostuu varsinaisesta koteloidusta integroidusta piiristä, varausvahvistimen sisäänmenokytkennästä, signaalien puskuroinneista ja teholähteestä.

Varausvahvistimen sisäänmenokytkentä on esitetty kuvassa 7.1. KytKentä koostuu anturin vakiokapasitanssia mallintavista 1 pF :n kondensaattoreista (C_1 ja C_2) sekä molemmissa haaroissa erikseen $0,5\text{ G}\Omega$:sta $5\text{ G}\Omega$:iin säädettävästä vuotoresistanssista (vastukset R_1 – R_{12} ja oikosulkupalat JP_1 – JP_{10}). Kondensaattoreiden toiset terminaalit (solmut V_{INP} ja V_{INN}) voidaan joko kytkeä vakiojännitteeseen kohinamittauksia varten tai niihin voidaan syöttää haluttua signaalia siirtofunktion mittausta varten. Varausvahvistimen tulot kytketään solmuihin C_{Dp} ja C_{Dn} .



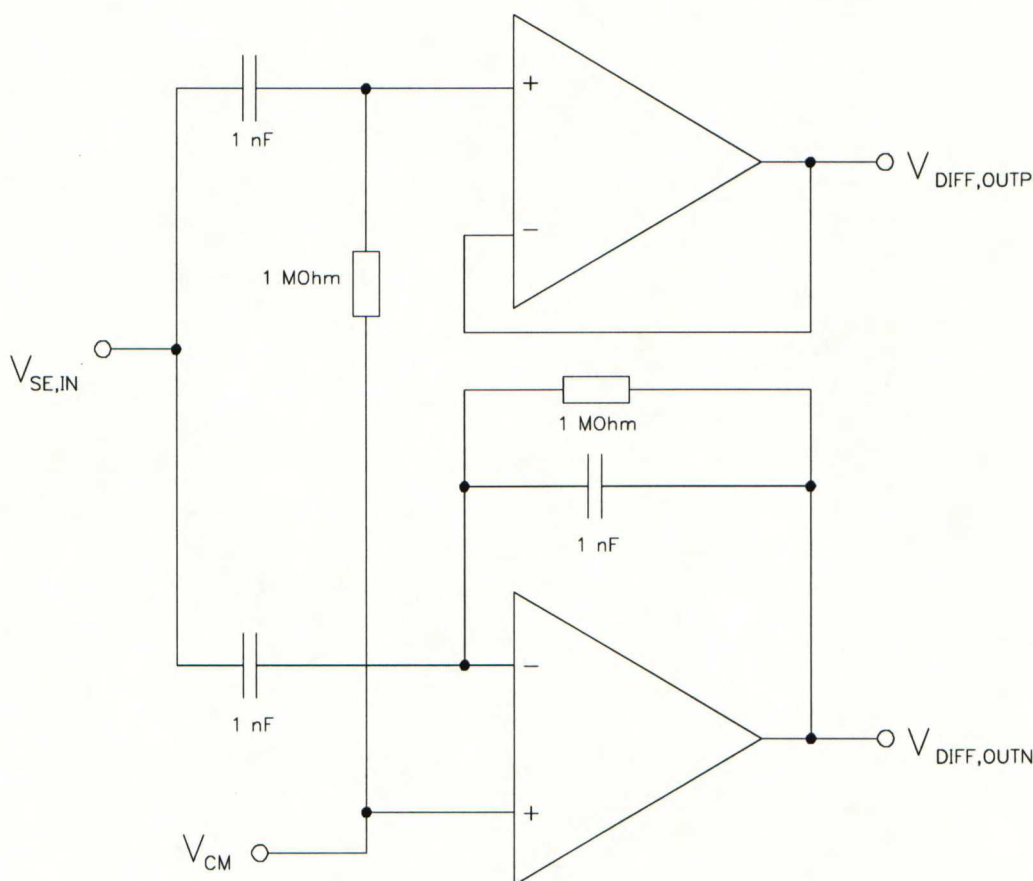
Kuva 7.1: Varausvahvistimen sisäänmenokytkentä

Sisäänmenokytkennän suunnittelussa on huomioitava $1\text{ G}\Omega$:n vastusten toleranssi, joka voi olla huomattavan suuri. Haarojen vuotoresistanssien symmetriaa voi parantaa esimerkiksi mittaamalla vastusten resistanssit ja kytkemällä mahdollisimman identtiset vastukset pareiksi (R_1 ja R_7 , R_2 ja R_8 , jne.) Lisäksi erilaiset epäpuhtaudet, kuten rasva tai juoksutejänteet piirilevyllä, voivat muuttaa todellista resistanssia huomattavasti, joten huolellinen puhdistus ennen mittauksia on tärkeää.

Koska signaaligeneraattoreiden ja mittalaitteiden liitännät ovat yksipäisiä, tulee sisäänmenevät signaalit muuttaa yksipäisestä differentiaalisesti ja ulostulevat vastavasti differentiaalisesta yksipäiseksi. Tämä tehdään yleensä tehonjakajalla tai -yhdistäjällä, eli tarkoitukseen suunnitellulla muuntajalla. Tehonjakajan tai -yhdistäjän käyttäminen vaatii kuitenkin, että signaalitaajuuden on oltava riittävän korkea. Varausvahvistimen mittauksissa käytettävät signaalitaajuudet ovat niin pieniä, että

tätä ratkaisua ei voida käyttää. Niinpä piirilevylle suunniteltiin signaalien puskurointien yhteyteen kytkennät, jotka tekevät tarvittavat muunnokset.

Tulosignaalien puskurointiin käytetty kytkentä on esitetty kuvassa 7.2. Kytkennän ylempi puolisko muodostaa differentiaalisen signaalin positiivisen haaran ja alempi puolisko vastaavasti negatiivisen haaran. Molempien haarojen puskuroinnit muodostavat ylipäästösuoitimen, jonka -3 dB :n rajataajuus on noin 160 Hz . Tämä ei häiritse varsinaista signaalia, mutta suodattaa syötettävän signaalin tasajännitekomponentin pois ja normalisoi yhteismuotoisen signaalitason haluttuun referenssijännitteeseen (V_{CM}). Suotimien siirtofunktiot ovat molemmissa haaroissa ideaalisesti samat (lukuun ottamatta negatiivisen haaran 180 asteen vaihesiirtoa), joten kytkentä ei aiheuta vaihe-eroa positiivisen ja negatiivisen haaran välille.

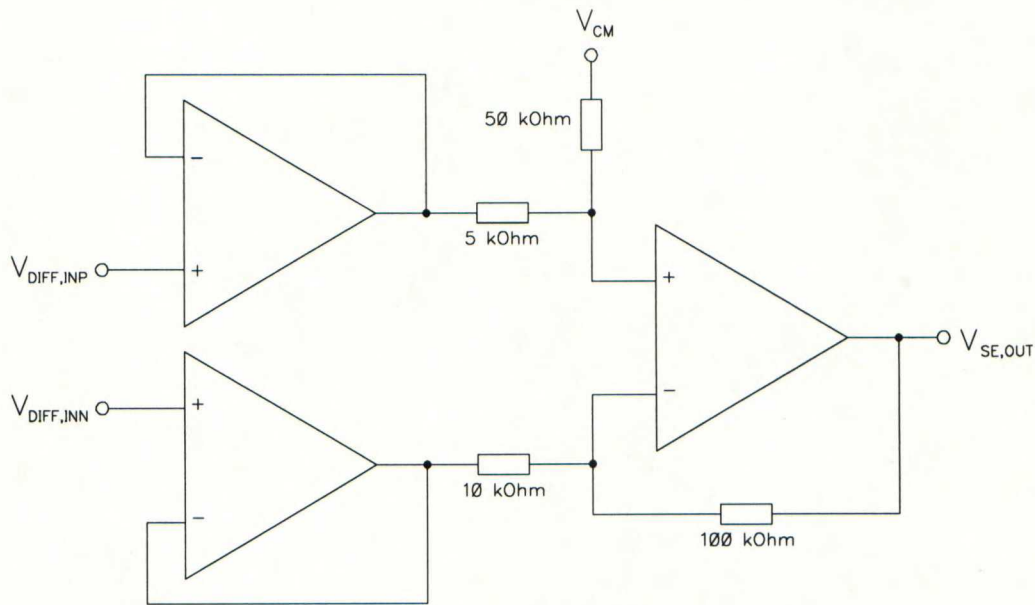


Kuva 7.2: Tulosignaalien puskurointikytkentä

Operaatiovahvistimeksi valittiin vähäkohinainen FET-tuloinen operaatiovahvistin, joita on kaksi yhdessä kotelossa. Yhden tulon puskurointiin käytetään samassa kotelossa olevia vahvistimia, jotta ne olisivat mahdollisimman identtiset ja niistä aiheutuva haarojen välinen vaihe-ero mahdollisimman pieni. Muita kytkennän suunnittelussa huomioitavia asioita ovat operaatiovahvistimien käyttöjännitteiden riittävä taso ja niiden suodatus, operaatiovahvistimien hyväksymä yhteismuotoisen jännitteen

alue sekä vahvistimien stabiilisuus yksikkövahvistuksessa kapasitiivisella kuormalla ja niiden siirrosjännitteet.

Lähtösignaalien puskurointi on esitetty kuvassa 7.3. Ensin molempien haarojen signaalit puskuroidaan erikseen, jotta mitattavaa varausvahvistinta kuormitettaisiin mahdollisimman vähän. Puskurointi on sijoitettu fyysisesti niin lähelle integroitua piiriä kuin mahdollista. Puskuroinnin jälkeen signaali muutetaan differentiaalisesta yksipäiseksi yksinkertaisella operaatiovahvistinkytkenällä, ja samalla sitä vahvistetaan $+20\text{ dB}$. Käytetyt operaatiovahvistimet ovat samanlaisia kuin sisäänmenevien signaalien puskuroinnissa. Jännitteenseurajissa käytettiin samassa kotelossa olevia vahvistimia, jotta niiden ominaisuudet olisivat mahdollisimman identtiset.



Kuva 7.3: Lähtösignaalien puskurointikytkentä

Tämän kytkennän suunnittelussa huomioitavat asiat ovat samoja kuin edellä tulosaalient puskurointikytkenän yhteydessä mainitut seikat. Lisäksi ketjun viimeisen operaatiovahvistimen on pystyttävä ajamaan mittalaitetta, joka on yleensä joko kapasitiivinen tai resistiivinen, $50\ \Omega$:n kuorma.

Puskurointien lisäksi signaalien tulot ja lähdöt voivat vaatia oikeanlaista päättämistä. Tulo päätetään yleensä maahan kytketyllä $50\ \Omega$:n vastuksella ja lähtö $50\ \Omega$:n sarjavastuksella ajettaessa mittalaitetta, joka näkyy $50\ \Omega$:n kuormana. Lisäksi mitalaitte voi vaatia, että lähtösignaalista poistetaan tasajännitekomponentti. Tämä voidaan tehdä esimerkiksi vastuksen kanssa sarjassa olevalla kondensaattorilla, jonka kapasitanssi on niin suuri, että riittävän matala -3 dB :n rajataajuus saavutetaan.

Tällä piirilevyllä tulojen päättäminen toteutettiin $50\ \Omega$:n maahan kytketyillä vastuksilla. Lähtöjen päättäminen ja tasajännitekomponentin poisto toteutettiin puolestaan $50\ \Omega$:n vastuksen ja $68\ \mu\text{F}$:n tantaalikondensaattorin sarjaankytkennällä. Kyt-

kennän -3 dB :n kulmataajuus on noin 47 Hz , kun mittalaitteen tuloimpedanssi on $50\ \Omega$.

Teholähteeksi suunniteltiin yleiseen $+5\text{ V}$:n lineaariregulaattoriin perustuva kytkentä. Syöttöjännitteenä käytettiin $+10\text{ V}$:a. Operaatiovahvistimien käyttöjännitteinä käytettiin korkeampia jännitteitä siten, että signaalien maataso $2,5\text{ V}$ on niiden puolella välissä.

Piirilevy suunniteltiin kaksipuolisena siten, että yläpuolella kulkevat valtaosaltaan kaikki signaalit ja käyttöjännitesyötöt. Alapuolelle sijoitettiin maataso; lisäksi alapuolta jouduttiin käyttämään vähäisessä määrin signaalien kuljetukseen.

7.2 Mittalaitteet

Mittauksissa käytettiin taulukon 7.1 mukaisia lähteitä ja mittalaitteita.

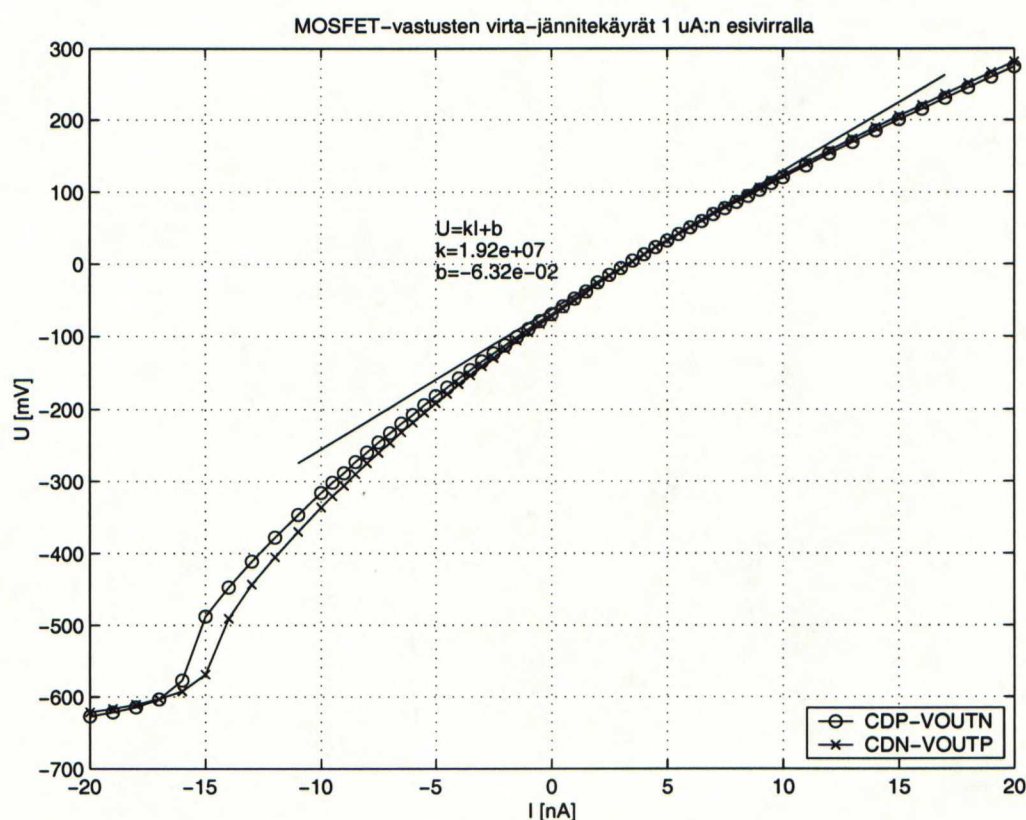
Taulukko 7.1: Käytetyt lähteet ja mittalaitteet

Jännitelähde:	Hewlett-Packard E3631A Triple Output DC Power Supply
Virtalähteet:	Hewlett-Packard 3245A Universal Source
Kohinaspektrien mittaukset:	Rohde & Schwarz FSEK 30 Spectrum Analyzer
Siirtofunktioiden mittaukset:	Hewlett-Packard 4194A Network/Spectrum Analyzer
Jännitemittaukset:	Hewlett-Packard 34401A Multimeter

Spektri- ja piirianalyssaattori kytkettiin IEEE-488-väylän (väylästä käytetään myös nimeä GPIB, engl. General-purpose instrumentation bus, yleiskäyttöinen mittalaite- ja instrumentointiväylä) kautta tietokoneeseen tulosten lukemista varten. Jännitemittauksien tulokset luettiin yleismittarilta ja siirrettiin käsin tietokoneelle. Mittaus- tulokset käsiteltiin ja kuvat piirrettiin Matlab-ohjelmalla [54].

7.3 Mittaustulokset

Kuvassa 7.4 on esitetty molempien haarojen MOSFET-vastusten virta-jännite-käyrät, kun esivirta on $1\ \mu\text{A}$. Vastuksen toinen pää on kytketty $2,5\text{ V}$:n jännitteeseen ja toiseen päähän tuodaan virtalähteestä virtaa, jonka suuruutta vaihdellaan -20 nA :sta $+20\text{ nA}$:iin. Samalla mitataan vastuksen yli muodostuvan jännitteen suuruus.

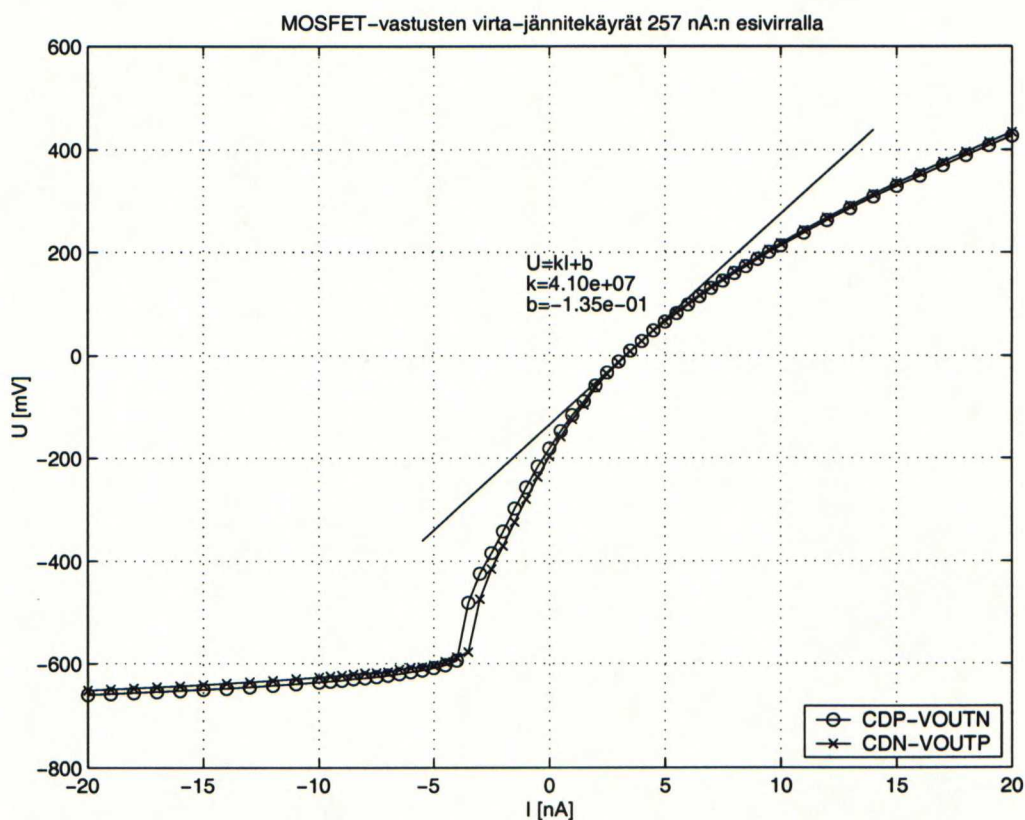


Kuva 7.4: MOSFET-vastusten virta-jännitekäyrät 1 μA :n esivirralla

Kuvaan on piirretty myös tangentti kohtaan, jossa jännite on 0 V. Tangentin kulmakertoimesta nähdään, että differentiaalin resistanssi on 19,2 M Ω ja vakiotermi ja kulmakertoimen suhteesta, että piirin sisäinen vuotovirta on noin -3,29 nA.

Tulokseksi saatu resistanssi poikkeaa huomattavasti simulaatiosta saadusta arvosta 46,2 M Ω . Tämä johtuu siitä, että piirikuvion suunnittelussa liitteessä E esitettyjen piirikaavioiden kuvan E.3 transistorit MPFP2 ja MPFN2 muodostettiin kymmenestä rinnakkain kytketystä transistorien MPFP1 ja MPFN1 kokoisesta transistorista ja transistori MNF kymmenestä rinnakkain kytketystä transistorien MNFP3 ja MNFN3 kokoisesta transistorista. Toisaalta aiemmin jaksossa 6.3 simuloitiin vastuksen differentiaalin resistanssi myös tällaisessa tapauksessa, ja saatiin arvoksi 22,5 M Ω :a, joka vastaa mittaustulosta huomattavasti paremmin. Myös kaavan (5.6) perusteella saatu arvo 16,4 M Ω :a vastaa mittaustulosta kohtalaisesti.

Tämän jälkeen etsittiin simuloimalla esivirta, jolla päästäisiin haluttuun 46,2 M Ω :n differentiaalin resistanssiin ja saatiin tulokseksi noin 257 nA. Kaavan (5.6) perusteella resistanssiksi saadaan noin 32,3 M Ω :a, kun esivirtana käytetään virtapeilaussuhteen 1/10 tuottamaa 25,7 nA:a. Kuvassa 7.5 on esitetty MOSFET-vastuksen virta-jännite-käyrät tällä esivirralla. Mittaus suoritettiin samalla tavalla kuin 1 μA :n esivirran tapauksessa.



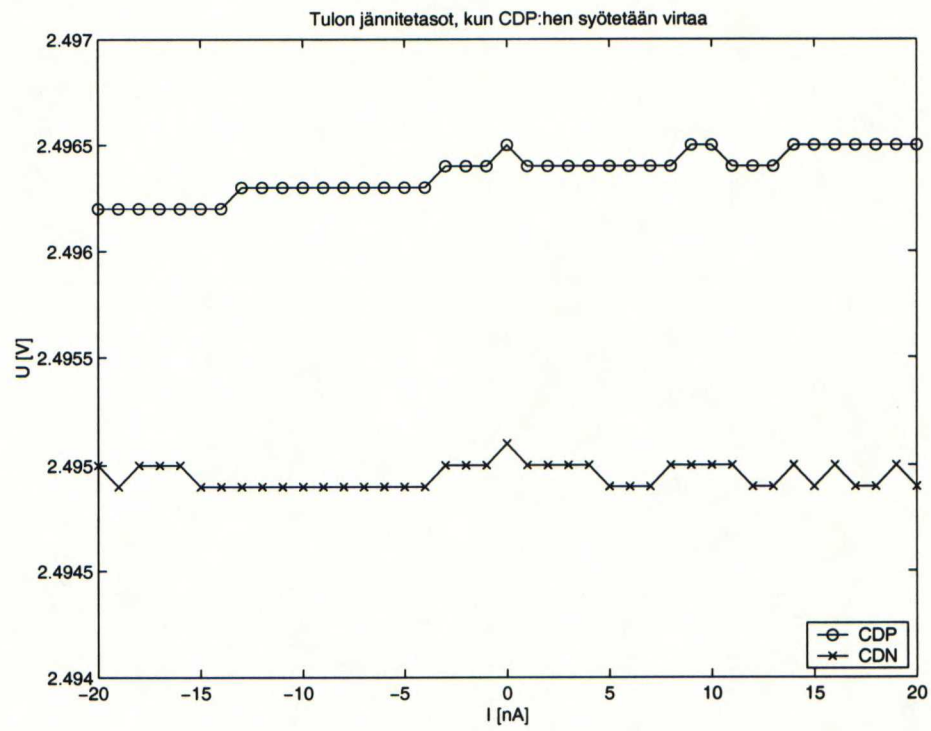
Kuva 7.5: MOSFET-vastusten virta-jännitekäyrät 257 nA:n esivirralla

Myös tähän kuvaan on piirretty tangentti kohtaan, jossa jännite on 0 V. Tangentin kulmakertoimesta nähdään, että differentiaalinen resistanssi on nyt $41,0 \text{ M}\Omega$ ja vakiotermin ja kulmakertoimen suhteesta, että piirin sisäinen vuotovirta on myös tässä tapauksessa noin $-3,29 \text{ nA}$. Nähdään siis, että saavutettu resistanssi on edelleen haluttua pienempi. Resistanssia voitaisiin kasvattaa pienentämällä virtaa edelleen. Jatkomittauksissa tyydyttiin kuitenkin tähän resistanssiin, koska se on riittävä varausvahvistimen toiminnan kannalta.

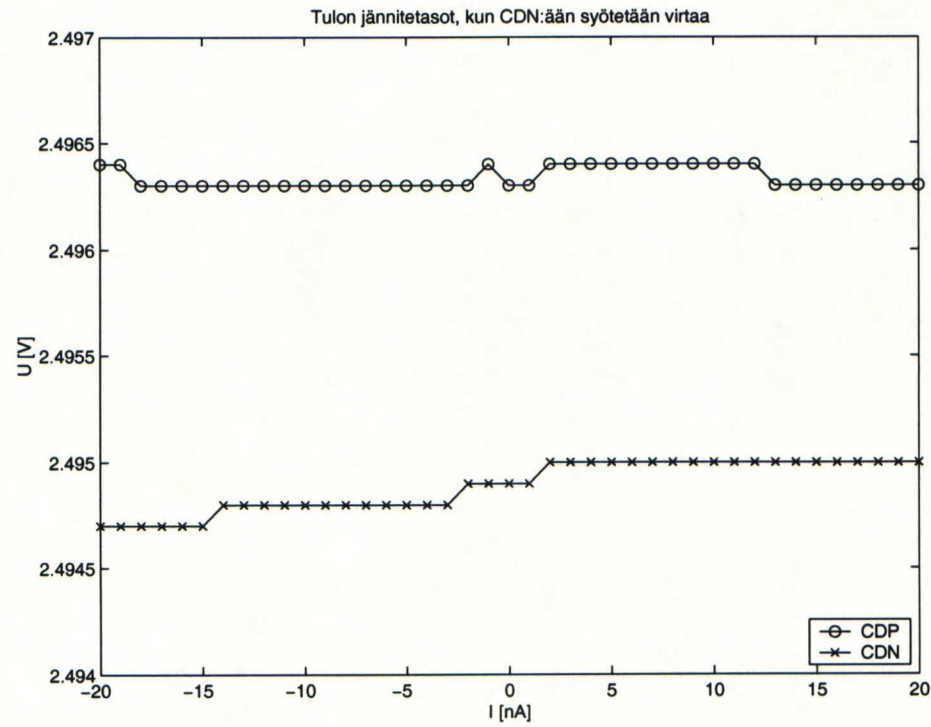
Sekä kuvasta 7.4 että kuvasta 7.5 nähdään, että virta-jännite-käyrät vastaavat muoltoltaan simulaatiotuloksia ja että positiivisen ja negatiivisen haaran vastusten ominaisuudet vastaavat toisiaan hyvin. Ainoastaan pienillä negatiivisilla vuotovirroilla on havaittavissa virta-jännite-käyrien poikkeamista eikä ero tällöinkään ole suuri.

Kuvissa 7.6 ja 7.7 on esitetty varausvahvistimen tulosten jännitetasot, kun niihin syötetään virtaa, jonka suuruus vaihtelee -20 nA :sta $+20 \text{ nA}$:iin. Varauvahvistimen yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkentäpiiri asettaa tulo- ja lähtöjännitteet, ja tulojännitteet mitataan jännitemittarilla. Varauvahvistimen positiivista tuloa on merkitty C_{Dp} :llä ja negatiivista tuloa vastaavasti C_{Dn} :llä.

Kuvista nähdään yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkennän pitävän tulon yhteismuotoisen jännitetason vakiona ja toimivan näin suunnitellusti. Positiivisen ja



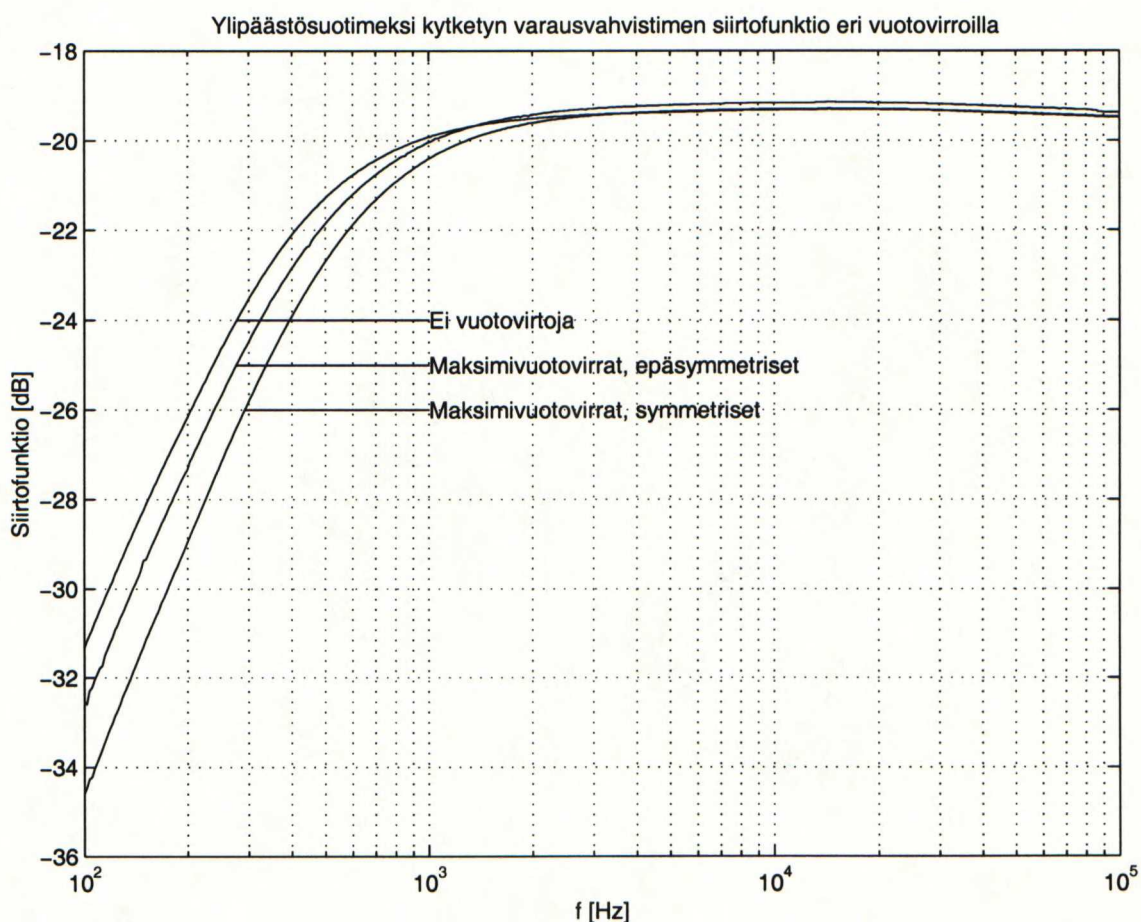
Kuva 7.6: Tulon jännitetasot, kun C_{Dp} :hen syötetään virtaa



Kuva 7.7: Tulon jännitetasot, kun C_{Dn} :ään syötetään virtaa

negatiivisen tulon välinen jännite-ero johtuu operaatiovahvistimen siirrosjännitteestä, ja siinä nähdään syötetyn virran aiheuttama muutos, kun varausvahvistimen lähdön eromuotoinen DC-jännite muuttuu (kuvassa 7.6 C_{Dp} :n jännite kasvaa, kuvassa 7.7 puolestaan C_{Dn} :n jännite kasvaa syötetyn virran kasvaessa).

Kuvassa 7.8 on esitetty ylipäästösuotimeksi kytketyn varausvahvistimen siirtofunktio eri vuotovirroilla. Mittaus on tehty syöttämällä signaalia kuvan 7.1 solmuihin V_{INP} ja V_{INN} ja mittaamalla lähtösignaali varausvahvistimen lähdöstä. Päästökais-talla siirtofunktio on näin ollen ideaalisesti -20 dB . Kuvassa mainittu symmetrinen maksimivuotovirta saadaan, kun molemmissa tuloissa on $0,5\text{ G}\Omega$:n vuotovastus ja epäsymmetrinen maksimivuotovirta vastaavasti, kun toisessa tulossa on tämä vuotovastus ja toisessa ei lainkaan vuotovastusta

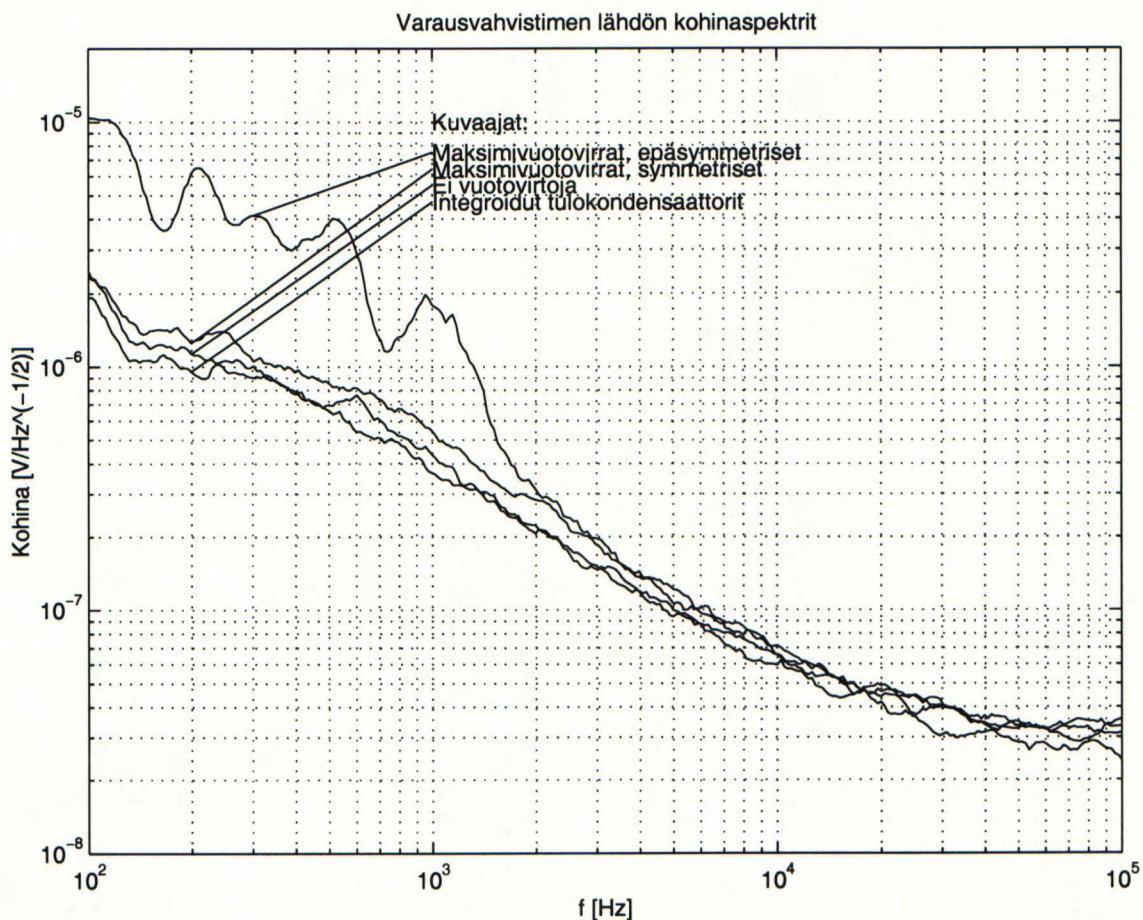


Kuva 7.8: Ylipäästösuotimeksi kytketyn varausvahvistimen siirtofunktio eri vuotovirroilla

Siirtofunktio on halutun kaltainen ylipäästöfunktio, jonka -3 dB :n taajuus on noin 380 Hz . Laskemalla -3 dB :n rajataajuus 10 pF :n kondensaattorin ja mittaustulok-sena saadun $41,0\text{ M}\Omega$:n vastuksen muodostamalle ylipäästösuotimeksi saadaan tu-lokseksi 388 Hz , joka vastaa mittaustulosta. Ideaalisesta -20 dB :stä poikkeava vai-

mennus päästökaistalla puolestaan johtuu todennäköisesti kondensaattoreiden (sekä diskreettien että integroitujen) absoluuttisten arvojen toleransseista. Syy vaimenuksen muuttumiseen epäsymmetristen vuotovirtojen tapauksessa on tuntematon.

Kuvassa 7.9 on esitetty varausvahvistimen lähdön kohinaspektrit, kun vuotovirtojen suuruus vaihtelee.



Kuva 7.9: Varausvahvistimen lähdön kohinaspektrit

Kohinaspektrit vastaavat kuvan 6.10 mukaista simuloitua spektriä. Kohinaspektin tulisi teorian ja simulaatioiden mukaan lähteä laskemaan varausvahvistimen -3 dB :n rajataajuuden kohdalta (380 Hz), ja mittaustulokset näyttävät tukevan tätä. Integroiduilla tulokondensaattoreilla saavutetaan hieman matalampi kohinataso, mutta ero ei ole merkittävä. Epäsymmetristen vuotovirtojen tapauksessa kohinataso $1,1\text{ kHz}$:ä matalammilla taajuuksilla nousee voimakkaasti. Tämä voi johtua kahdesta eri syystä. Ensimmäinen mahdollisuus on, että operaatiovahvistimen tuloparin virtalähdetransistorin (liitteen E piirikaavioiden kuvan E.1 transistori MP1) tuottama kohina muuttuu yhteismuotoisesta eromuotoiseksi, kun operaatiovahvistimen lähtöön tulee suuri eromuotoinen DC-jännite. Toinen mahdollinen syy on, että lähtösignaalin puskurointikytkennässä tapahtuu vastaava ilmiö. Koska ylimääräinen

kohina näyttää olevan $1/f$ -kohinaa ja koska transistorin MP1 pinta-ala on suuri, on jälkimmäinen vaihtoehto todennäköisempi. Tällä matalien taajuuksien kohinatason nousulla ei kuitenkaan ole näkyvää vaikutusta signaalikaistan kohinaan.

Signaalikaistan yli integroidut kohinakapasitanssit eri vuotovirroilla on esitetty taulukossa 7.2. Ensimmäisessä sarakkeessa on suoraan mittauksesta saatu arvo, toisessa sarakkeessa korjattu arvo, josta on vähennetty lähdön puskurointikytkennän (kuva 7.3) mitattu kohina.

Taulukko 7.2: Varausvahvistimen kohinakapasitanssit

Vuotovirrat	Mittaustulos	Korjattu tulos
Maksimivuotovirrat, epäsymmetriset	$3,28 \text{ aF}$	$3,08 \text{ aF}$
Maksimivuotovirrat, symmetriset	$3,48 \text{ aF}$	$3,29 \text{ aF}$
Ei vuotovirtoja	$3,06 \text{ aF}$	$2,85 \text{ aF}$
Integroidut tulokondensaattorit	$2,79 \text{ aF}$	$2,56 \text{ aF}$

Taulukossa 6.8 esitetyt simuloidut kohinakapasitanssit ovat vuotovirrattomassa tapauksessa $2,11 \text{ aF}$ ja 5 nA :n symmetrisellä vuotovirralla $2,94 \text{ nA}$. Mittaustulokset vastaavat siis simulaatiotuloksia verraten hyvin. Kohinatason nousu johtuu ainakin osittain siitä, että takaisinkytkentävästuksen mitattu resistanssi ei ole niin suuri kuin simulaatioiden yhteydessä.

Lopuksi piirin virrankulutukseksi mitattiin $851,4 \mu\text{A}$ ilman ulkoa syötettäviä esivirtoja, kun takaisinkytkentävästusten esivirta on 257 nA . Kun käyttöjännite on 5 V , saadaan tehonkulutukseksi tästä $4,257 \text{ mW}$.

Luku 8

Johtopäätökset ja pohdintaa

Tässä työssä tutkittiin integroidun varausvahvistimen suunnittelua mikromekaanisen kapasitiivisen anturin lukemiseen. Suunnittelussa kiinnitettiin erityistä huomiota anturin ja varausvahvistimen muodostaman järjestelmän kohinaominaisuuksiin ja kohinan minimointitapoihin. Tämä johtuu siitä, että mikromekaanisen kapasitiivisen anturin lukemisessa varausvahvistimelta vaaditaan suurta herkkyyttä pienten signaalien havaitsemiseksi. Lisäksi esiteltiin erilaisia piiriratkaisuja varausvahvistimen toteuttamiseksi.

Työssä suunniteltiin, toteutettiin ja mitattiin integroitu varausvahvistin olemassa olevan mikromekaanisen kapasitiivisen anturin lukemiseen. Mittausten mukaan varausvahvistimella saavutettiin teorian ja simulaatioiden ennustama suorituskkyky. Suunnittelumäärittysten mukaiseen suorituskkykyyn ei päästy. Tämän tavoitteen saavuttaminen osoitettiin jo suunnittelun yhteydessä teoreettisesti mahdottomaksi.

Mittaustulokset näyttävät tukevan esitetyn teorian paikkansapitävyyttä. Varausvahvistimen signaali-kaistan yli integroitu kohinakapasitanssi ja lähdön kohinajännitespektrit vastaavat teorian antamia tuloksia.

Ainoa merkittävästi teorian ja simulaatioiden mukaisista arvoista poikkeava mitaustulos on suurten MOSFET-vastusten differentiaalinen resistanssi. Kun esivirran suuruus on $1\text{ }\mu\text{A}$, on teorian (kaava (5.6)) mukainen resistanssi $16,4\text{ M}\Omega$, simulaation mukainen resistanssi $22,5\text{ M}\Omega$ ja mitattu resistanssi $19,2\text{ M}\Omega$. Kun esivirran suuruus on 257 nA , on teorian mukainen resistanssi $32,3\text{ M}\Omega$, simulaation mukainen resistanssi $46,2\text{ M}\Omega$ ja mitattu resistanssi $41,0\text{ M}\Omega$. Teoria näyttäisi siis antavan säännönmukaisesti liian pieniä resistanssiarvoja ja simulaatio liian suuria. Simuloidulla resistanssit vielä eri prosessikulmille annetuilla malleilla saadaan vaihteluksi $1\text{ }\mu\text{A}$:n esivirralla $19,5\text{ M}\Omega \dots 26,4\text{ M}\Omega$ ja 257 nA :n esivirralla $40,3\text{ M}\Omega \dots 53,7\text{ M}\Omega$. Nähdään, että mittautulokset ovat simulaation antaman vaihteluvälin alarajalla. Näin ollen prosessivaihtelu selittää osan virheestä, mutta osa johtunee myös siitä, että käytetty simulaatiomalli (BSIM3v3) ei kuvaa kapean ja hyvin pitkän transistorin toimintaa riittävän hyvin. Teorian ja mittauksen välinen poikkeama johtuu

täysin käytetyn SAH-mallin puutteellisuudesta; kuten nähtiin, se ei ennusta edes differentiaalisien resistanssin muutosta virran muuttuessa.

Varausvahvistimen suorituskkyä voitaisiin parantaa mitoittamalla MOSFET-vas-
tukset tai niiden esivirta uudelleen siten, että vastusten resistanssi olisi haluttu, noin
50 MΩ. Tällöin kohinakapasitanssi pienenesi ja varausvahvistimen herkkyys kasvaisi.
Varausvahvistimen herkkyyttä voitaisiin myös parantaa jonkin verran kasvattamal-
la keskielektrodin jännitettä, joka ei vielä ole suurin mahdollinen. Kuitenkin mikäli
suunnittelumääritysten mukainen herkkyys haluttaisiin saavuttaa, tulisi myös kapa-
sitiivisen anturin ominaisuuksia muuttaa joko pienentämällä suurinta mahdollista
vuotovirtaa tai kasvattamalla keskielektrodin suurinta sallittua jännitettä.

Lähdeluettelo

- [1] Middelhoek, S. & Audet, S. A. Silicon sensors. Academic press, 1989.
- [2] Gardner, Julian W.; Varadan, Vijay K. & Awadelkarim, Osama O. Microsensors, MEMS, and smart devices. John Wiley & Sons, 2001.
- [3] Fleming, William J. Overview of automotive sensors. IEEE Sensors Journal, vol. 1, no. 4, December 2001, IEEE 2001, ss. 296–308.
- [4] Coté, Gerard L.; Lec, Ryszard M. & Pishko, Michael V. Emerging biomedical sensing technologies and their applications. IEEE Sensors Journal, vol. 3, no. 3, June 2003, IEEE 2003, ss. 251–266.
- [5] Kuivalainen, P. Mikroanturit. Otatieto Oy, 1993.
- [6] Kuisma, Heikki; Ryhänen, Tapani; Lahdenperä, Juha; Punkka, Eero; Ruotsalainen, Sami; Sillanpää, Teuvo & Seppä, Heikki. A bulk micromachined silicon angular rate sensor. Proceedings of International Conference on Solid State Sensors and Actuators TRANSDUCERS 97, Chicago, IL, USA, 16–19 June 1997, vol. 2, IEEE 1997, ss. 875–878.
- [7] Geen, John A.; Sherman, Steven J.; Chang, John, F.; Lewis, Stephen R. Single-chip surface micromachined integrated gyroscope with 50°/h allan deviation. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, no. 12, December 2002, IEEE 2002, ss. 1860–1866.
- [8] Wolffenbuttel, R. F. & Foerster, J. Non-contact capacitive torque sensing on a rotating conductive axis. Conference record of Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC 90, San Jose, CA, USA, 13–15 February 1990, IEEE 1990, ss. 136–140.
- [9] Brasseur, G. A capacitive 4-turn angular-position sensor. Proceedings of Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC 97, Ottawa, Ont., Canada, 19–21 May 1997, vol. 2, IEEE 1997, ss. 1262–1266.
- [10] Fabian, Tibor & Brasseur, Georg. A robust capacitive angular speed sensor. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 47, no. 1, February 1998, IEEE 1998, ss. 280–284.

- [11] Toth, F. N. & Meijer, Gerard C. M. A low-cost, accurate and fast capacitive displacement sensor with microcontroller interfacing. Conference record of Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC 92, Metropolitan, NY, USA, 12–14 May 1992, IEEE 1992, ss. 414–417.
- [12] Meyer, Hans U. An integrated capacitive position sensor. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 45, no. 2, April 1996, IEEE 1996, ss. 521–525.
- [13] Toth, Ferry N. & Meijer, Gerard C. M. A planar capacitive precision gauge for liquid-level and leakage detection. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 46, no. 2, April 1997, IEEE 1997, ss. 644–646.
- [14] Hagleitner, C.; Hierlemann, A. & Baltes, H. Single-chip CMOS capacitive gas sensor for detection of volatile organic compounds. Proceedings of Sensors 2002, vol. 2, IEEE 2002, ss. 1428–1431.
- [15] Lindell, Ismo & Sihvola, Ari. Sähkömagneettinen kenttäteoria 1: Staattiset kentät. Otatieto Oy, 2002.
- [16] Madou, Marc J. MEMS fabrication. Teoksessa: Gad-el-Hak, Mohamed (toim.) The MEMS handbook. CRC Press, 2002, ss. 16-1–16-183.
- [17] Zorman, Christian A. & Mehregany, Mehran. Materials for microelectromechanical systems. Teoksessa: Gad-el-Hak, Mohamed (toim.) The MEMS handbook. CRC Press, 2002, ss. 15-1–15-26.
- [18] Gad-el-Hak, Mohamed. Introduction. Teoksessa: Gad-el-Hak, Mohamed (toim.) The MEMS handbook. CRC Press, 2002, ss. 1-1–1-5.
- [19] Preethichandra, D. M. G. & Shida, Katsunori. A simple interface circuit to measure very small capacitance changes in capacitive sensors. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 50, no. 6, April 2001, IEEE 2001, ss. 1583–1586.
- [20] Lemkin, Mark & Boser, Bernhard E. A three-axis micromachined accelerometer with a CMOS position-sense interface and digital offset-trim electronics. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, no. 4, April 1999, IEEE 1999, ss. 456–468.
- [21] Mochizuki, Kouji; Masuda, Takashi & Watanabe, Kenzo. An interface circuit for high-accuracy signal processing of differential-capacitance transducers. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 47, no. 4, August 1998, IEEE 1998, ss. 823–827.
- [22] Li, Xiujun & Meijer, Gerard C. M. An accurate interface for capacitive sensors. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 51, no. 5, October 2002, IEEE 2002, ss. 935–939.

- [23] van der Goes, Frank M. L. & Meijer, Gerard C. M. A novel low-cost capacitive sensor interface. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 45, no. 2, April 1996, IEEE 1996, ss. 536–540.
- [24] Smith, Michael J. S.; Bowman, Lyn & Meindl, James D. Analysis, design and performance of micropower circuits for a capacitive pressure sensor IC. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 21, no. 6, December 1986, IEEE 1986, ss. 1045–1056.
- [25] Leuthold, H. & Rudolf F. An ASIC for high-resolution capacitive microaccelerometer. *Sensors and Actuators A: Physical*, vols A21–A23, 1990, Elsevier Science 1990, ss. 278–281.
- [26] Brandolini, A.; Gandelli, A. & Ottoboni, R. A low cost switched-capacitor interface for capacitive sensors. *Proceedings of Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC 95*, Waltham, MA, USA, 24–26 April 1995, IEEE 1995, ss. 90–94.
- [27] Chan, P. K. & Zhang, H. L. A switched-capacitor interface circuit for integrated sensor applications. *Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems ISCAS 2001*, Sydney, NSW, Australia, 6–9 May 2001, IEEE 2001, vol. 1, ss. 372–375.
- [28] Allen, Phillip E. & Holberg, Douglas R. *CMOS analog circuit design*. Oxford University Press, second edition, 2002.
- [29] Tedja, Suharli; van der Spiegel, Jan & Williams, Hugh H. A CMOS low-noise and low-power charge sampling integrated circuit for capacitive detector/sensor interfaces. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 2, February 1995, IEEE 1995, ss. 110–119.
- [30] Gramegna, G.; O'Connor, P.; Rehak, P. & Hart, S. CMOS preamplifier for low-capacitance detectors. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, vol. 390, issues 1–2, 1 May 1997, Elsevier Science 1997, ss. 241–250.
- [31] O'Connor, P.; Gramegna, G.; Rehak, P.; Corsi, F. & Marzocca, C. Ultra low noise CMOS preamplifier-shaper for X-ray spectroscopy. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, vol. 409, issues 1–3, 21 May 1998, Elsevier Science 1998, ss. 315–321.
- [32] Hu, Y.; Solère, J. L.; Lachartre, D. & Turchetta, R. Design and performance of a low-noise, low-power consumption CMOS charge amplifier for capacitive detectors. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 45, no. 1, February 1998, IEEE 1998, ss. 119–123.
- [33] Johns, David A. & Martin, Kenneth W. *Analog integrated circuit design*. John Wiley & Sons, 1997.

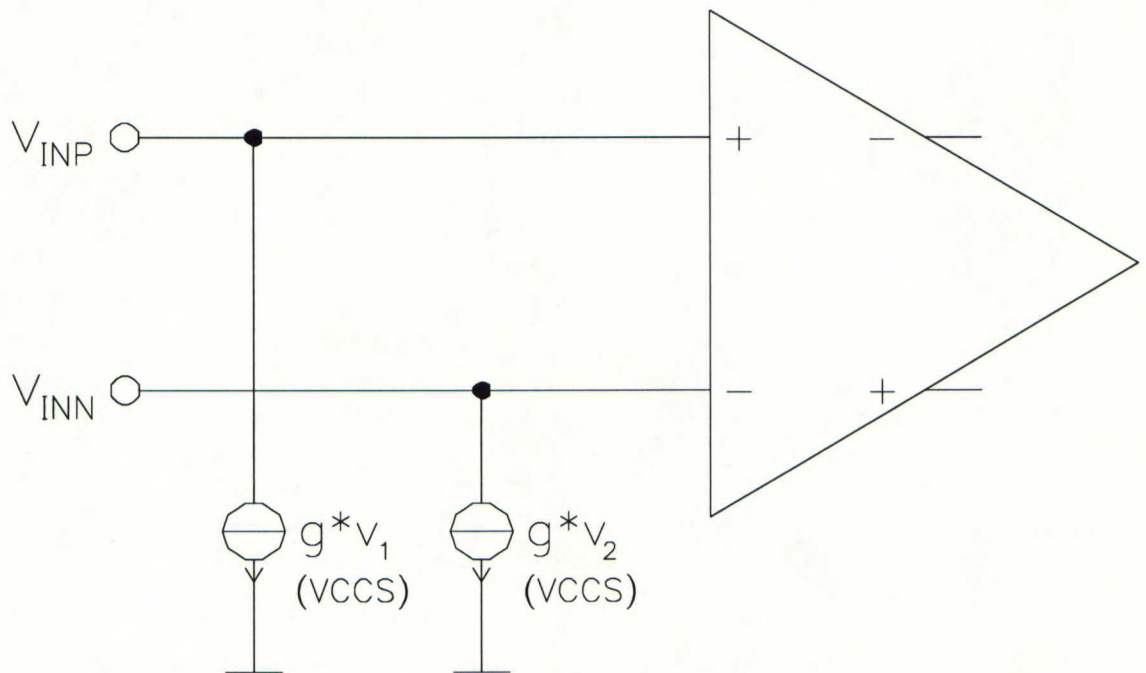
- [34] Schaumann, Rolf & Van Valkenburg, Mac E. Design of analog filters. Oxford University Press, 2001.
- [35] De Geronimo, G.; O'Connor, P.; Radeka, V. & Yu, B. Front-end electronics for imaging detectors. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A, vol. 471, issues 1–2, 21 September 2001, Elsevier Science 2001, ss. 192–199.
- [36] De Geronimo, Gianluigi & O'Connor, P. A CMOS detector leakage current self-adaptable continuous reset system: theoretical analysis. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A, vol. 421, issues 1–2, 21 January 1999, Elsevier Science 1999, ss. 322–333.
- [37] Chang, Zhong Yuan & Sansen, Willy M. C. Low-noise wide-band amplifiers in bipolar and CMOS technologies. Kluwer Academic Publishers, 1991.
- [38] Sansen, Willy M. C. & Zhong Yuan Chang. Limits of low noise performance of detector readout front ends in CMOS technology. IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 37, no. 11, November 1990, IEEE 1990, ss. 1375–1382.
- [39] O'Connor, Paul; De Geronimo, Gianluigi. Prospects for charge sensitive amplifiers in scaled CMOS. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A, vol. 480, issues 2–3, 21 March 2002, Elsevier Science 2002, ss. 713–725.
- [40] Kapnistis, C.; Misiakos, K. & Haralabidis, N. Noise performance of pixel readout electronics using very small area devices in CMOS technology. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A, vol. 458, issue 3, 11 February 2001, Elsevier Science 2001, ss. 729–737.
- [41] Xu, Jiansheng; Dai, Yisong & Abbott, Derek. A complete operational amplifier noise model: analysis and measurement of correlation coefficient. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 47, no. 3, March 2000, IEEE 2000, ss. 420–424.
- [42] Liu, Weidong; Jin, Xiaodong; Hu, Chenming et. al. BSIM3v3.2.2 MOS-FET model users manual [verkkodokumentti]. University of California, Berkeley, Department of Electrical Engineering and Computer Sciences, 1999. Julkaistu 20.4.1999 [viitattu 29.7.2003]. Saatavissa: http://www-device.eecs.berkeley.edu/~bsim3/ftpv322/Mod_doc/V322manu.tar.Z.
- [43] Mallya, Sudhir M. & Nevin, Joseph H. Design procedures for a fully differential folded-cascode CMOS operational amplifier. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 24, no. 6, December 1989, IEEE 1989, ss. 1737–1740.
- [44] Waltari, Mikko. Circuit techniques for low-voltage and high-speed A/D converters. Otamedia Oy, 2002. Helsinki University of Technology, Electronic Circuit Design Laboratory, Report 33.

- [45] Lindfors, Saska. CMOS baseband integrated circuit techniques for radio receivers. Otamedia Oy, 2000. Helsinki University of Technology, Electronic Circuit Design Laboratory, Report 28.
- [46] VanPeteghem, P. M. & Duque-Carrillo, J. F. A general description of common-mode feedback in fully-differential amplifiers. Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS 90, New Orleans, LA, USA, 1–3 May 1990, vol. 4, IEEE 1990, ss. 3209–3212.
- [47] Duque-Carrillo, J. F. Control of the common-mode component in CMOS continuous-time fully differential signal processing. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, An International Journal, no. 4, September 1993, Kluwer Academic Publishers 1993, ss. 131–140.
- [48] Brederlow, Ralf; Weber, Werner; Dahl, Claus; Schmitt-Landsiedel, Doris & Thewes, Roland. Low-frequency noise of intergrated poly-silicon resistors. IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 40, no. 6, June 2001, IEEE 2001, ss. 1180–1187.
- [49] Wang, Z. Novel electronically-controlled floating resistors using MOS transistors operating in saturation. Electronics Letters, vol. 27, no. 2, 17 January 1991, IEEE 1991, ss. 188–189.
- [50] Tran, P. T. & Wilamowski, B. M. VLSI implementation of cross-coupled MOS resistor circuits. Proceesings of Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON 01, Denver, CO, USA, 29 November–2 December 2001, vol. 3, IEEE 2001, ss. 1886–1891.
- [51] Singh, S. P.; Hansom, J. V. & Vlach, J. A new floating resistor for CMOS technology. IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 36, no. 9, September 1989, IEEE 1989, ss. 1217–1220.
- [52] Popa, C.; Manolescu, A.M.; Mitrea, O. & Glesner, M. Low-power CMOS active resistor independent of the threshold voltage. Proceedings of International Conference on Electronics, Circuits and Systems 2002, vol. 1, IEEE 2002, ss. 57–60.
- [53] Zolfaghari, A. & Razavi, B. A noninvasive channel-select filter for a CMOS Bluetooth receiver. Proceedings of Custom Integrated Circuits Conference, 2001, IEEE 2001, ss. 341–344.
- [54] Using Matlab version 6. The MathWorks, Inc., fifth printing, revised for Matlab 6.1 (release 12.1), 2001.

Liite A

Vuotovirtojen kompensointi virtälähteillä

Varausvahvistimen tuloon tulevat tai siitä lähtevät vuotovirrat voidaan kompensoida kuvan A.1 mukaisesti tuloon kytketyillä jänniteohjatuilla virtalähteillä. Varausvahvistimen takaisinkytkentäkomponentteja kuvassa ei ole esitetty.



Kuva A.1: Vuotovirtojen kompensointi tuloon kytketyillä virtälähteillä.

Virtalähteiden ohjaukseen voidaan käyttää joko tulon yhteismuotoista jännitettä tai kummankin tulon jännitettä erikseen. Ensimmäisessä tapauksessa ohjausjännite on molemmille virtalähteille

$$v_1 = v_2 = \frac{v_{INP} + v_{INN}}{2} - V_{CM}, \quad (\text{A.1})$$

jossa v_{INP} ja v_{INN} ovat kuvassa A.1 esitetyt tulojännitteet ja V_{CM} normaali yhteismuotoinen jännitetaso. Nyt kun $g > 0$, pyrkii takaisinkytkentä pitämään tulon yhteismuotoisen jännitteen arvossa V_{CM} joko syöttämällä tuloon virtaa tai ottamalla sitä tulosta.

Jos virtalähteitä ohjataan kummankin tulon jännitteellä erikseen, ovat ohjausjännitteet

$$\begin{aligned} v_1 &= v_{INP,LP} - V_{CM} \\ v_2 &= v_{INN,LP} - V_{CM}, \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

jossa $v_{INP,LP}$:llä on merkitty alipäästösuodatettua v_{INP} :tä ja $v_{INN,LP}$:llä vastaavasti alipäästösuodatettua v_{INN} :ää.

Nyt kun $g > 0$, pyrkivät takaisinkytkennät pitämään kummankin tulon jännitteen arvossa V_{CM} joko syöttämällä tuloon virtaa tai ottamalla virtaa tulosta. Alipäästösuodatus tarvitaan, jotta varsinaista hyötysignaalia ei vaimennettaisi. Suodattimen -3 dB :n taajuuden tulee siis olla signaalitaajuutta matalampi. Alipäästösuodatusta voidaan käyttää, koska vuotovirrat ovat pääasiassa lämpötilan funktioita ja muuttuvat näin verraten hitaasti.

Yhden virtalähteen aiheuttamalle kohinakapasitanssille voidaan johtaa yhtälö

$$C_n^2 = \frac{1}{V_B^2 \omega^2} \cdot i_n^2, \quad (\text{A.3})$$

jossa i_n^2 on virtalähteen tuottaman kohinavirran tehotiheys. Nähdään, että virtalähteen kohinaominaisuuksien muuttamisen lisäksi ainoa tapa pienentää kohinaa on anturin yli olevan jännitteen V_B tai signaalitaajuuden ω kasvattaminen.

Liite B

Tulotransistorien kohinan minimointi

Johdetaan aluksi termisen kohinan minimoiva tulotransistorin leveys derivoimalla yhtälö (4.19) W :n suhteen, merkitsemällä derivaatta yhtä suureksi kuin nolla ja ratkaisemalla saadusta toisen asteen yhtälöstä W .

Yhtälö (4.19) kirjoitettuna uudelleen on

$$C_{n,p,th}^2 = \frac{1}{\kappa^2} \cdot \frac{1 + [\omega R_f \kappa (C_f + C_D + C_{inW} \cdot W)]^2}{(V_B R_f \omega)^2} \cdot \frac{8}{3} kT \left(2\mu C_{OX} \frac{W}{L} I_D \right)^{-1/2}. \quad (B.1)$$

Tämän derivaatta on

$$\begin{aligned} \frac{d(C_{n,p,th}^2)}{dW} &= \frac{8kT}{3\kappa^2 (V_B R_f \omega)^2} \cdot \left(2\mu C_{OX} \frac{1}{L} I_D \right)^{-1/2} \cdot \\ &\quad \left\{ \{1 + [\omega R_f \kappa (C_f + C_D + C_{inW} \cdot W)]^2\} \cdot \left(-\frac{1}{2} W^{-3/2} \right) + \right. \\ &\quad \left. 2\omega R_f \kappa (C_f + C_D + C_{inW} \cdot W) \cdot \omega R_f \kappa C_{inW} \cdot W^{-1/2} \right\}. \end{aligned} \quad (B.2)$$

Merkitsemällä derivaatta yhtä suureksi kuin nolla ja järjestelemällä saadaan

$$1 + [\omega R_f \kappa (C_f + C_D + C_{inW} \cdot W)]^2 - 4\omega^2 R_f^2 \kappa^2 (C_f + C_D + C_{inW} \cdot W) C_{inW} \cdot W = 0. \quad (B.3)$$

Tästä saadaan edelleen

$$W^2 (3\omega^2 R_f^2 \kappa^2 C_{inW}^2) + W [2\omega^2 R_f^2 \kappa^2 (C_f + C_D) C_{inW}] - [1 + \omega^2 R_f^2 \kappa^2 (C_f + C_D)^2] = 0. \quad (B.4)$$

Ratkaisemalla tästä W toisen asteen yhtälön ratkaisukaavalla saadaan

$$\begin{aligned}
 W &= \frac{-2\omega^2 R_f^2 \kappa^2 (C_f + C_D) C_{inW}}{6\omega^2 R_f^2 \kappa^2 C_{inW}^2} \pm \\
 &\quad \frac{\sqrt{16\omega^4 R_f^4 \kappa^4 (C_f + C_D)^2 C_{inW}^2 + 12\omega^2 R_f^2 \kappa^2 C_{inW}^2}}{6\omega^2 R_f^2 \kappa^2 C_{inW}^2} \\
 &= \frac{-(C_f + C_D) \pm 2 \cdot \sqrt{(C_f + C_D)^2 + \frac{3}{4\omega^2 R_f^2 \kappa^2}}}{3C_{inW}}
 \end{aligned} \tag{B.5}$$

Valitaan ratkaisusta positiivinen (negatiivinen leveys ei ole fysikaalisesti mahdollinen), jolloin saadaan lopulta

$$W = \frac{2 \cdot \sqrt{(C_f + C_D)^2 + \frac{3}{4(\omega R_f \kappa)^2}} - (C_f + C_D)}{3C_{inW}} \tag{B.6}$$

Johdetaan seuraavaksi $1/f$ -kohinan minimoiva tulotransistorin leveys derivoimalla yhtälö (4.21) W :n suhteen, merkitsemällä derivaatta yhtä suureksi kuin nolla ja ratkaisemalla saadusta toisen asteen yhtälöstä W .

Yhtälö (4.21) kirjoitettuna uudelleen on

$$C_{n,p,f}^2 = \frac{1}{\kappa^2} \cdot \frac{1 + [\omega R_f \kappa (C_f + C_D + C_{inW} \cdot W)]^2}{(V_B R_f \omega)^2} \cdot \frac{K'_f}{C_{OX}^2 W L f}. \tag{B.7}$$

Tämän derivaatta on

$$\begin{aligned}
 \frac{d(C_{n,p,f}^2)}{dW} &= \frac{K'_f}{\kappa^2 (V_B R_f \omega)^2 C_{OX}^2 L f} \cdot \\
 &\quad \left\{ \{1 + [\omega R_f \kappa (C_f + C_D + C_{inW} \cdot W)]^2\} \cdot (-W^{-2}) + \right. \\
 &\quad \left. 2\omega R_f \kappa (C_f + C_D + C_{inW} \cdot W) \cdot \omega R_f \kappa C_{inW} \cdot W^{-1} \right\}.
 \end{aligned} \tag{B.8}$$

Merkitsemällä derivaatta yhtä suureksi kuin nolla ja järjestelemällä saadaan

$$\begin{aligned}
 1 + [\omega R_f \kappa (C_f + C_D + C_{inW} \cdot W)]^2 - \\
 2\omega^2 R_f^2 \kappa^2 (C_f + C_D + C_{inW} \cdot W) C_{inW} \cdot W = 0.
 \end{aligned} \tag{B.9}$$

Tästä saadaan edelleen

$$W^2 (\omega^2 R_f^2 \kappa^2 C_{inW}^2) - [1 + \omega^2 R_f^2 \kappa^2 (C_f + C_D)^2] = 0. \tag{B.10}$$

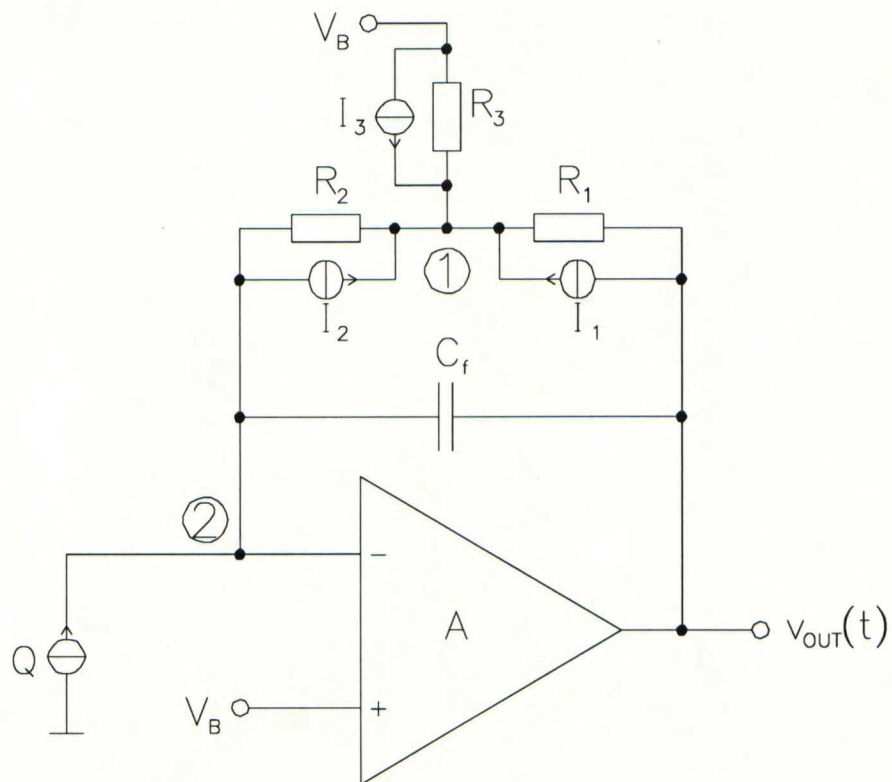
Ratkaisemalla tästä W saadaan lopulta:

$$W = \frac{\sqrt{(C_f + C_D)^2 + \frac{1}{(\omega R_f \kappa)^2}}}{C_{inW}}. \quad (\text{B.11})$$

Liite C

Vastusten T-kytkennän kohina

Kuvassa C.1 on esitetty yksipäinen varausvahvistin, jossa takaisinkytkentävastus on toteutettu T-kytkennällä. Jokaisen vastuksen rinnalle on sijoitettu virtalähde. Johdetaan aluksi siirtofunktio kustakin virtalähteestä vahvistimen lähtöjännitteeksi, kun kaksi muuta lähdettä ovat sammutettuina.



Kuva C.1: Yksipäinen varausvahvistin; takaisinkytkentävastus toteutettu vastusten T-kytkennällä.

1) Virtalähde I_1 :

Solmupisteyhtälö pisteelle 1:

$$I_1 - \frac{V'}{R_2} - \frac{V'}{R_3} - \frac{V' - V}{R_1} = 0. \quad (C.1)$$

Solmupisteyhtälö pisteelle 2:

$$\frac{V'}{R_2} + sC_f V = 0 \Leftrightarrow V' = -sC_f R_2 V. \quad (C.2)$$

Näistä saadaan

$$I_1 + \frac{sC_f R_2 V}{R_2} + \frac{sC_f R_2 V}{R_3} + \frac{sC_f R_2 V}{R_1} + \frac{V}{R_1} = 0. \quad (C.3)$$

Tästä edelleen järjestelemällä:

$$V = -\frac{R_1}{1 + sC_f \left(R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_3} \right)} \cdot I_1 = -\frac{R_1}{1 + sC_f R_f} \cdot I_1. \quad (C.4)$$

Toisen yhtäsuuruusmerkin kohdalla sijoitettiin yhtälö (5.3).

2) Virtalähde I_2 :

Solmupisteyhtälö pisteelle 1:

$$I_2 - \frac{V'}{R_2} - \frac{V'}{R_3} - \frac{V' - V}{R_1} = 0. \quad (C.5)$$

Solmupisteyhtälö pisteelle 2:

$$-I_2 + \frac{V'}{R_2} + sC_f V = 0 \Leftrightarrow V' = (I_2 - sC_f V) R_2. \quad (C.6)$$

Näistä saadaan

$$I_2 - \frac{(I_2 - sC_f V) R_2}{R_2} - \frac{(I_2 - sC_f V) R_2}{R_3} - \frac{(I_2 - sC_f V) R_2}{R_1} + \frac{V}{R_1} = 0. \quad (C.7)$$

Tästä edelleen järjestelemällä:

$$V = -\frac{R_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_3} \right)}{1 + sC_f \left(R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_3} \right)} \cdot I_2 = -\frac{R_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_3} \right)}{1 + sC_f R_f} \cdot I_2. \quad (C.8)$$

Toisen yhtäsuuruusmerkin kohdalla sijoitettiin jälleen yhtälö (5.3).

3) Virtalähde I_3 :

Analyysi on identtinen virtalähteen I_1 kanssa. Tulokseksi saadaan

$$V = -\frac{R_1}{1 + sC_f R_f} \cdot I_3. \quad (C.9)$$

Yhtälöiden (C.4), (C.8) ja (C.9) perusteella voidaan nyt kirjoittaa kunkin vastuksen varausvahvistimen lähtöön aiheuttaman kohinajännitteen tehotiheys sijoittamalla $s = j\omega$, laskemalla oikeasta puolesta itseisarvon neliö ja sijoittamalla virtalähteen paikalle vastuksen kohinamallin mukainen kohinavirtalähde (yhtälö (4.31)). Tulokseksi saadaan

$$v_{n,out,R1}^2 = \frac{4kTR_1}{1 + (\omega C_f R_f)^2}, \quad (C.10)$$

$$v_{n,out,R2}^2 = \frac{4kTR_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right)^2}{1 + (\omega C_f R_f)^2}, \quad (C.11)$$

ja

$$v_{n,out,R3}^2 = \frac{4kT \frac{R_1^2}{R_3}}{1 + (\omega C_f R_f)^2}. \quad (C.12)$$

Näistä saadaan kohinoiden riippumattomuuden vuoksi kokonaiskohinaksi

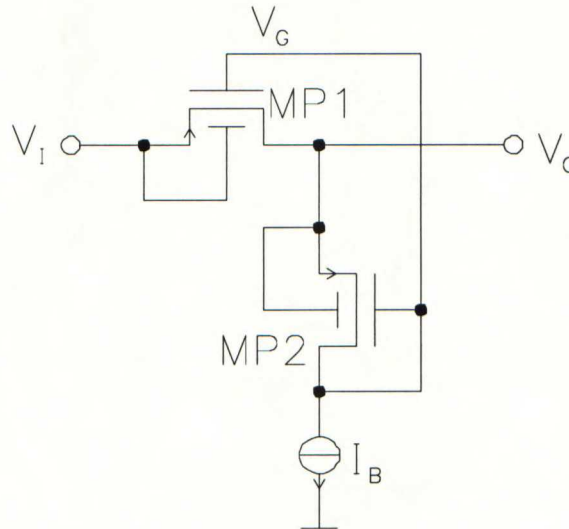
$$\begin{aligned} v_{n,out}^2 &= v_{n,out,R1}^2 + v_{n,out,R2}^2 + v_{n,out,R3}^2 \\ &= \frac{4kT}{1 + (\omega C_f R_f)^2} \left[R_1 + R_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right)^2 + \frac{R_1^2}{R_3} \right] \\ &= \frac{4kT}{1 + (\omega C_f R_f)^2} \left[\left(R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_3} \right) \left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right) \right] \\ &= \frac{4kT R_f \left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right)}{1 + (\omega R_f C_f)^2}. \end{aligned} \quad (C.13)$$

Jälleen viimeisen yhtäsuuruusmerkin kohdalla sijoitettiin yhtälö (5.3).

Liite D

MOSFET-vastuksen resistanssi

Kuvassa D.1 on esitetty MOSFET-vastus MP1, sen toimintapisteen asettelutransistori MP2 ja jännitteet V_I , V_O ja V_G sekä esivirta I_B .



Kuva D.1: MOSFET-vastus toimintapisteen asettelukomponentteineen.

Oletetaan, että molempien transistorien kynnyksjännitteet (V_T) sekä varauksenkuljettajien liikkuvuus (μ_p) ja oksidikapasitanssi (C_{OX}) ovat yhtä suuret. Merkitään kahden jälkimmäisen suureen tuloa symbolilla K' .

Virralle I_B voidaan kirjoittaa (MP2 saturaatiossa) [33]

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{K'}{2} \cdot \frac{W_{MP2}}{L_{MP2}} (V_O - V_G + V_T)^2 \cdot \\ &\quad [1 + \lambda (V_O - V_G - (V_O - V_G + V_T))] \\ &= \frac{K'}{2} \cdot \frac{W_{MP2}}{L_{MP2}} (V_O - V_G + V_T)^2 \cdot (1 - \lambda V_T) . \end{aligned} \tag{D.1}$$

Ratkaistaan tästä V_G :

$$V_G = V_O + V_T - \sqrt{\frac{2 \cdot L_{MP2} \cdot I_B}{K' \cdot W_{MP2} \cdot (1 - \lambda V_T)}}. \quad (D.2)$$

Vastaavasti virralle I voidaan kirjoittaa (MP1 lineaarialueella) [33]

$$I = K' \cdot \frac{W_{MP1}}{L_{MP1}} \left[(V_I - V_G + V_T) (V_I - V_O) - \frac{(V_I - V_O)^2}{2} \right]. \quad (D.3)$$

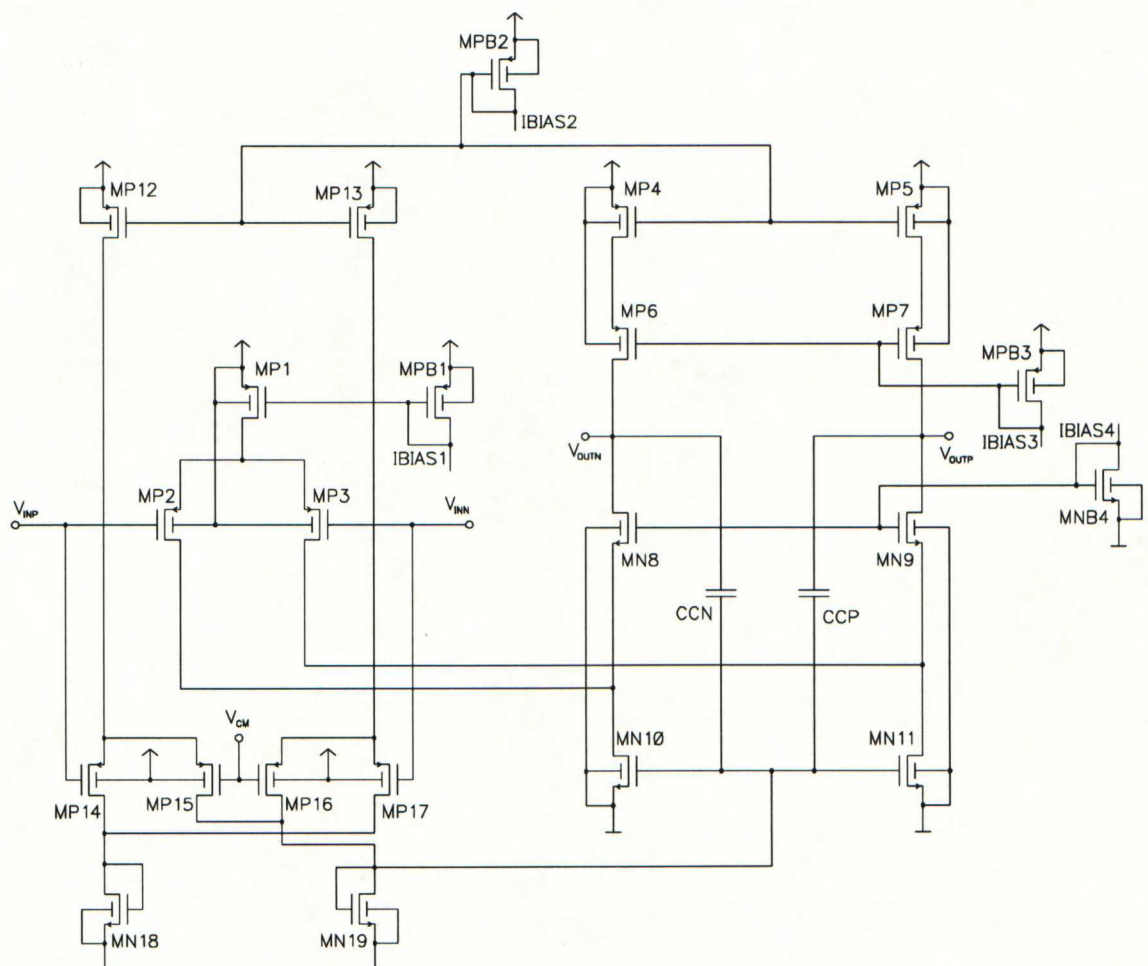
Derivoidaan I $V_I - V_O$:n suhteen, jolloin saadaan differentiaalinen konduktanssi

$$\frac{dI}{d(V_I - V_O)} = K' \cdot \frac{W_{MP1}}{L_{MP1}} \cdot [V_I - V_G - V_T - (V_I - V_O)]. \quad (D.4)$$

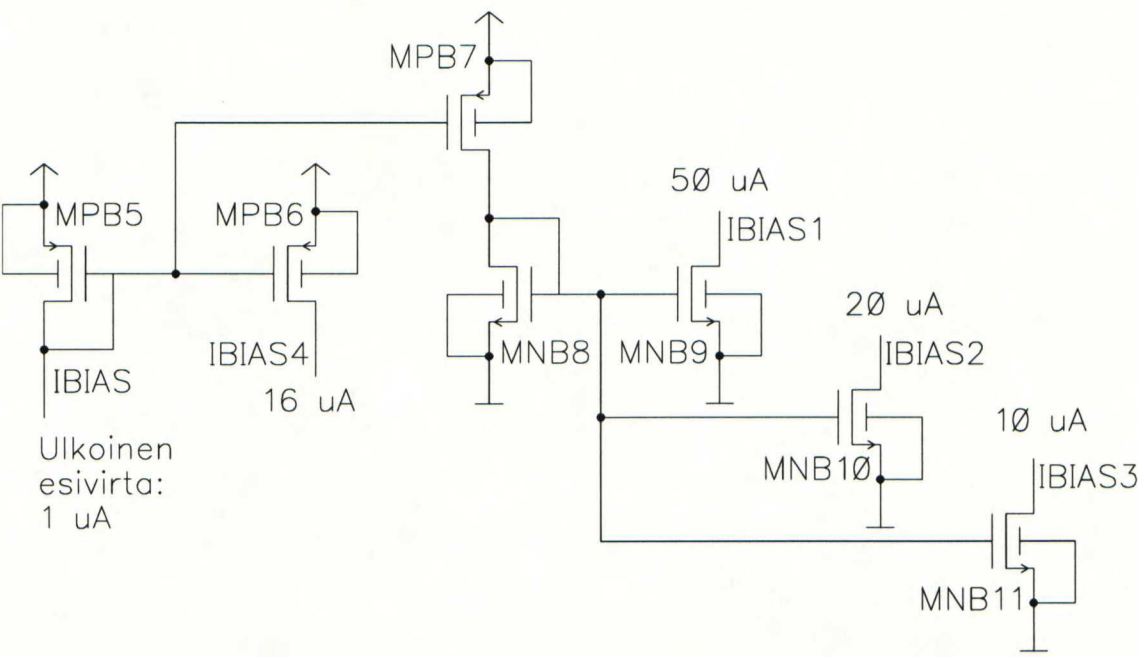
Sijoitetaan tähän yhtälö (D.2) ja sievennetään, jolloin saadaan

$$\frac{dI}{d(V_I - V_O)} = K' \cdot \frac{W_{MP1}}{L_{MP1}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_{MP2} \cdot I_B}{K' \cdot W_{MP2} \cdot (1 - \lambda V_T)}}. \quad (D.5)$$

Piirikaaviot



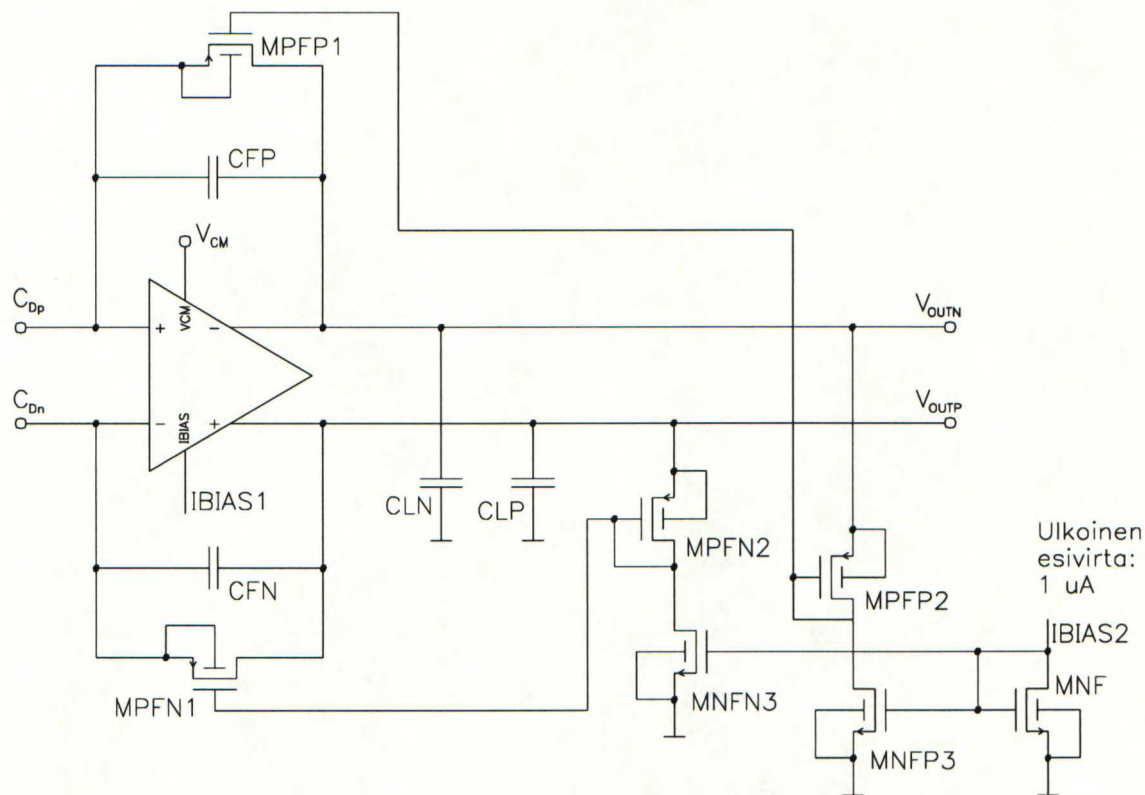
Kuva E.1: Operaatiovahvistimen piirikaavio ilman toimintapisteen asettelupiiriä.



Kuva E.2: Operaatiovahvistimen toimintapisteen asettelupiirin piirikaavio.

Taulukko E.1: Operaatiovahvistimen komponenttien mitoitus.

Transistori	W [μm]	L [μm]	Transistori	W [μm]	L [μm]
MP1	200,0	2,0	MPB1, MPB2	20,0	2,0
MP2, MP3	800,0	0,7	MPB3	4,0	5,0
MP4, MP5	100,0	2,0	MNB4	2,0	5,0
MP6, MP7	100,0	1,0	MPB5	5,0	8,0
MN8, MN9	35,0	1,0	MPB6	80,0	8,0
MN10, MN11	200,0	2,0	MPB7	25,0	8,0
MP12, MP13	20,0	2,0	MNB8	5,0	8,0
MP14, MP15,	100,0	0,7	MNB9	50,0	8,0
MP16, MP17			MNB10	20,0	8,0
MN18, MN19	12,6	2,0	MNB11	10,0	8,0
Muut komponentit:					
CCP, CCN	1 pF				



Kuva E.3: Varausvahvistimen piirikaavio.

Taulukko E.2: Varausvahvistimen komponenttien mitoitus.

Transistori	W [μm]	L [μm]
MPFP1, MPFN1	1,0	250,0
MPFP2, MPFN2	10,0	250,0
MNFP3, MNFN3	5,0	5,0
MNF	50,0	5,0

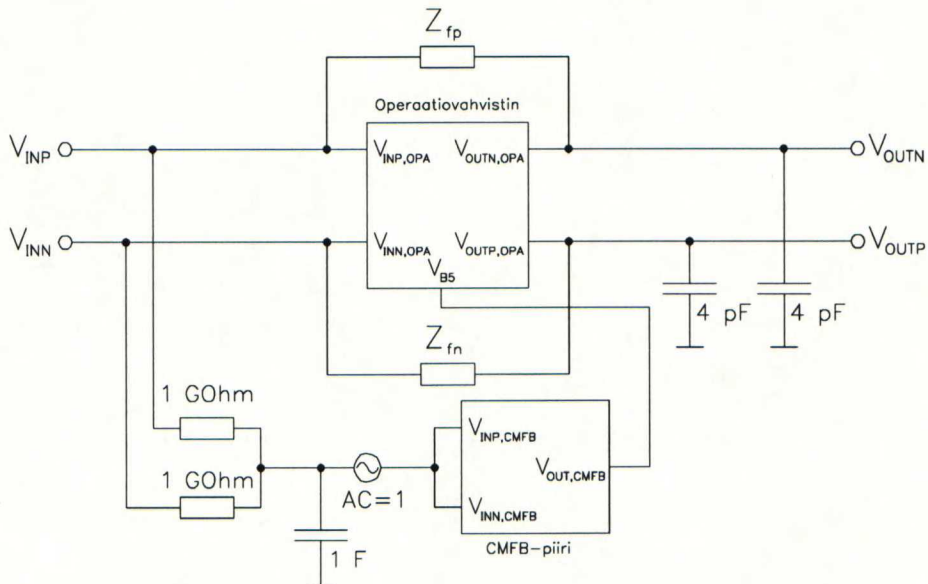
Muut komponentit:

CLP, CLN	4 pF
CFP, CFN	10 pF

Liite F

Yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkennän simulointi

Yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkennän eli CMFB:n avoimen silmukan siirtofunktio voidaan simuloida kuvassa F.1 esitetyllä kytkennällä. Kuvassa varsinainen operaatiovahvistin on esitetty ylemmällä ja CMFB-piiri alemmalla lohkokolla. CMFB-silmukka on katkaistu CMFB-piirin tulosta $1\text{ G}\Omega$:n vastuksen ja 1 F :n kondensaattorin muodostamalla RC-alipäästösuotimella, ja tuloon on kytketty yhteismuotoinen piensignaaliheräte. Näin silmukka on suljettu DC-toimintapisteanalyysissä, mutta avoin piensignaalianalyysissä. Impedanssit Z_{fp} ja Z_{fn} ovat varausvahvistimen takaisinkytkentäkomponentit.



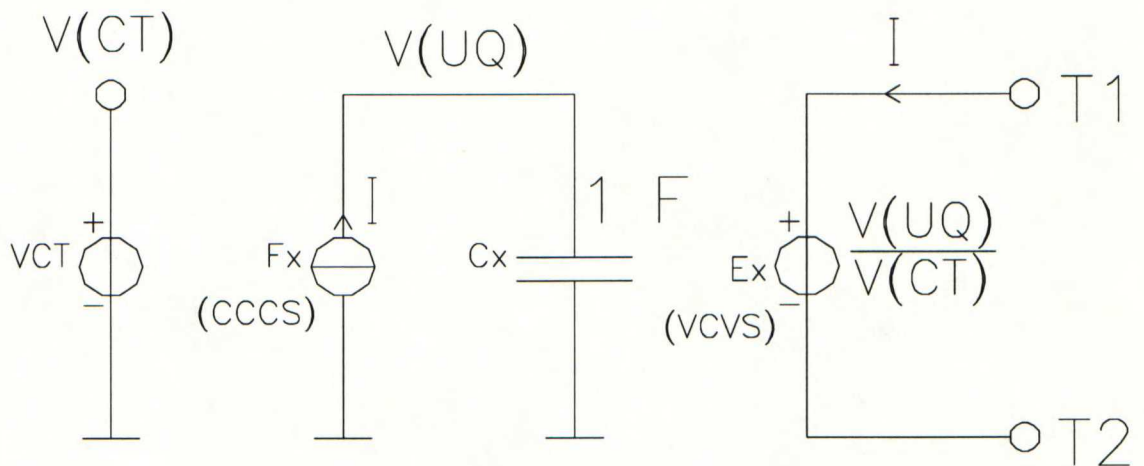
Kuva F.1: CMFB:n avoimen silmukan siirtofunktion simulointikytkentä.

Liite G

Kapasitiivisen anturin malli

Taulukko G.1: Anturimallin Spice-kuvaus.

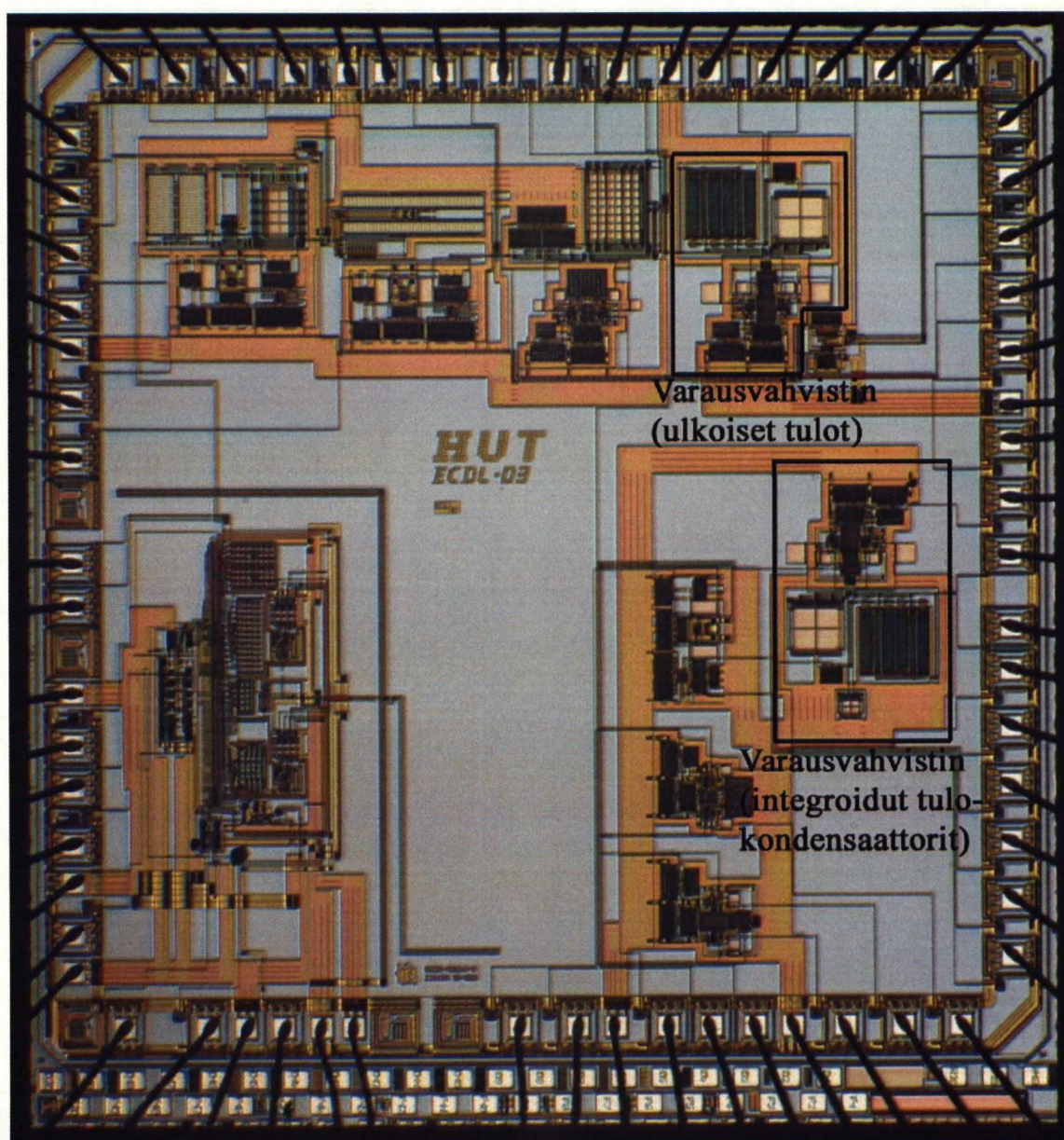
```
.SUBCKT Sensor T1 T2 PARAM: FREQUENCY=8k VALUE=1p  
+ AMPLITUDE=1f  
Ex T1 T2 value={v(UQ)/v(CT)}  
Fx 0 UQ Ex 1  
Cx UQ 0 1  
VCT CT 0 sin(VALUE AMPLITUDE FREQUENCY)  
.ENDS
```



Kuva G.1: Anturimallin piirikaavio.

Liite H

Piirin mikroskooppikuva



Liite I

Kalustetun piirilevyn valokuva

